ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD-AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr.N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

N. 7 - LUGLIO 1965

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

In tutto il mondo valvole Siemens per alta frequenza

per telecomunicazioni
speciali amplificatrici
trasmittenti e generatrici AF
raddrizzatrici per alta tensione
riceventi

162-11-4

SIEMENS & HALSKE AG - COMPONENTI
Rappresentanza per l'Italia:
SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 7 luglio 1965

SOMMARIO

Sala di produzione dei transistori RF a lega e a diffusione — COPERTINA

Televisori da 11" — 877

Chromatron — 887

Memorie magnetiche — 895

Ricevitori FM stereo di alta qualità — 903

Classificazione degli amplificatori — 907

Sintonizzatore di alta qualità a Transistori - II parte — 911

EAT difettosa — 919

Ricetrasmettitore per radiomodelli — 923

Novità: materiali e componenti elettronici — 929

Modellino di carrello elevatore radiocomandato — 933

Impiego degli altoparlanti HI-FI — 937

Circuiti integrati al silicio — 947

Circuito comparatore di fase — 957

Auto comandata da fotoresistenza — 961

Il tubo a reattanza — 969

I diodi Zener — 973

Dati tecnici dei transistori (continua) — 978

Le valvole termoioniche riceventi - VI parte — 983

I lettori ci scrivono — 995

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty n. 4 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell' 1 - 3 - 1957. Stampa: Grafiche CARIM - Corso Sempione, 85 - Milano. Concession. esclusivo per la diffus. in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE - Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

ERO UN MANOVALE...

...OGGI SONO UN TECNICO SPECIALIZZATO

Ero un uomo scontento: non guadagnavo abbastanza, il lavoro era faticoso e mi dava scarse soddisfazioni. Volevo in qualche modo cambiare la mia vita, ma non sapevo come.
Temevo di dover sempre andare avanti così, di dovermi rassegnare...
quando un giorno mi capitò di leggere un annuncio della SCUOLA RADIO ELETTRA che parlava dei famosi **Corsi per Corrispondenza.**
Richiesi subito **l'opuscolo gratuito,** e seppi così che grazie al "Nuovo Metodo Programmato" sarei potuto diventare anch'io un tecnico specializzato in

ELETTRONICA, RADIO STEREO, TV, ELETTROTECNICA.

Decisi di provare!
È stato facile per me diventare un tecnico!
Con pochissima spesa, studiando a casa mia nei momenti liberi, in meno di un anno ho fatto di me un altro uomo. (E con gli **stupendi materiali inviati gratuitamente** dalla SCUOLA RADIO ELETTRA ho attrezzato un completo laboratorio).
Ho meravigliato i miei parenti e i miei amici!
Oggi esercito una professione moderna ed interessante; guadagno molto, ho davanti a me un avvenire sicuro.

richiedete subito l'opuscolo gratuito a colori

Scuola Radio Elettra
Torino Via Stellone 5/108

agenzia dolci **273**

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A.D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955

Scuola Radio Elettra
Torino AD
VIA STELLONE 5/108

COMPILATE RITAGLIATE IMBUCATE

spedire senza busta e senza francobollo

Speditemi gratis il vostro opuscolo
(contrassegnare così ✓ gli opuscoli desiderati)

- ☐ **RADIO - ELETTRONICA - TRANSISTORI - TV**
- ☐ **ELETTROTECNICA**

MITTENTE

nome ____________________
cognome ____________________
via ____________________
città ______________ **prov.** ________

TELEVISORI da 11"

INFORMAZIONI PRELIMINARI

In seguito all'interesse sempre più crescente che il pubblico mostra per i televisori a piccolo schermo, crediamo opportuno pubblicare queste « Informazioni preliminari » trasmesseci a suo tempo dalla Philips S.p.A. le quali hanno il solo scopo di prospettare alcune possibili soluzioni di questo interessante problema.

I televisori portatili erano già stati prodotti negli anni 1956 e 1957 negli USA. La maggior parte di essi era equipaggiata con cinescopi da 14". 90°, ma venivano impiegati anche cinescopi da 8". Questi televisori erano equipaggiati esclusivamente con valvole. Dopo una rapida espansione del mercato di questi televisori di tipo portatile nel 1956 e durante la prima metà del 1957, si ebbe un rapido declino dovuto all'introduzione del cinescopio da 110°, che seguiva il tipo da 90°, portando l'ingombro dei televisori da 17" molto vicino a quello dei televisori da 14", senza una grande differenza nel costo.

Già allora il televisore portatile completamente transistorizzato era considerato il passo logico verso il futuro.

Il primo tentativo di televisore portatile transistorizzato risale al 1959, quando la Philco annunciò il suo « Safari » con immagine da 14" ottenuta otticamente mediante un tubo a raggi catodici rotondo da 2". Immediatamente dopo, la Sony, giapponese, annunciava un televisore portatile completamente transistorizzato da 8 1/2". In seguito, la Motorola presentava un televisore completamente transistorizzato da 19" (l'Astronaut).

Dal 1961 in poi vi fu una divergenza di opinioni sempre più accentuata tra il Giappone e gli USA. In Giappone si venne a creare una decisa tendenza verso la produzione di televisori portatili completamente transistorizzati di tutte le dimensioni, come 4 1/2", 5", 6", 8 1/2", 9", 11", 12", noti come « tinyvision ».

La maggior parte di questi apparecchi è esportata negli USA. D'altra parte, negli USA l'industria televisiva assunse un atteggiamento piuttosto riservato nel confronto di questi televisori portatili completamente transistorizzati, specialmente a

causa del loro alto prezzo. Secondo gli americani vi erano e vi sono tuttora buone possibilità per televisori portatili equipaggiati con valvole. Questa è la ragione per cui sul mercato americano si è provato a mettere in commercio il televisore portatile da 16". Si deve però constatare che le vendite durante la prima parte del 1963 sono diminuite, presumibilmente a causa delle difficoltà di produrre un apparecchio da 16" ad un prezzo ragionevolmente inferiore a quello da 19". Il secondo tentativo (metà 1963) riguardava un portatile da 11" lanciato sul mercato dalla G.E. Poco dopo seguiva l'Admiral.

In Europa sotto l'influenza del Giappone e degli USA sono stati fatti alcuni tentativi di televisori portatili transistorizzati con dimensioni dell'immagine di 8 1/2", 10" e 14". Si deve segnalare inoltre l'introduzione dei transistori nei televisori da 19" e da 23" (ibridi). Si ha notizia che anche negli USA sta aumentando l'interesse verso i televisori ibridi.

Da quanto è stato detto si possono trarre le seguenti conclusioni: vi è un vivo interesse verso due tipi di televisori portatili:

a) Televisore portatile alimentato dalla rete.

Questo televisore deve essere realmente portatile e di prezzo sensibilmente inferiore a quello da 19", e quindi con mobile e circuito economici. Le soluzioni favoriscono l'apparecchio ibrido od a valvole.

b) Televisore portatile alimentato dalla rete con possibilità di usare batterie.

Data l'alimentazione a batteria l'apparecchio deve essere completamente equipaggiato con transistori. Di conseguenza, ed anche per l'alto costo delle batterie leggere e ricaricabili, il prezzo di questi apparecchi sarà, nel prossimo futuro, elevato.

Noi pensiamo che in un primo tempo il mercato richiederà un ridotto numero di televisori della categoria b), ma la nostra convinzione è che alla fine i due tipi si fonderanno in uno solo completamente transistorizzato, con o senza la possibilità di usare batterie.

La Philips ha già sviluppato una serie di componenti per i due tipi di apparecchi. Nelle pagine seguenti verranno trattati separatamente i vari aspetti circuitali dei due tipi.

CIRCUITI DI RICEVITORI EQUIPAGGIATI CON CINESCOPIO DA 11"

Come già abbiamo accennato si possono prendere in considerazione tre tipi di circuiti per i ricevitori portatili da 11" e cioè:

a) Apparecchi a valvole.

b) Apparecchi ibridi.

c) Apparecchi completamente transistorizzati.

L'esperienza acquisita nel progetto di televisori sia a valvole che ibridi non è sufficiente per il portatile da 11", la cui realizzazione richiede ulteriori conoscenze di circuiti, soluzione del problema della ventilazione, un razionale progetto del mobile, ecc. Del televisore completamente transistorizzato si parlerà in seguito.

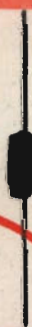
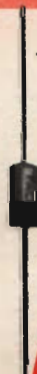
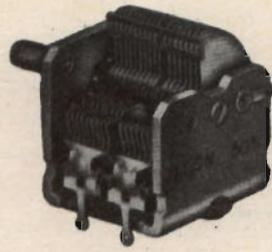
Prima di esaminare più da vicino le caratteristiche di televisori a valvole ed ibridi, sarà utile fissare le caratteristiche generali che devono possedere i televisori portatili di piccole dimensioni.

CARATTERISTICHE GENERALI

a) **Prezzo**

Il prezzo dell'apparecchio deve essere basso. Si può risparmiare discretamente sul mobile, comunque la riduzione più cospicua del prezzo si può ottenere solo rendendo il circuito più semplice possibile e conservando nello stesso tempo buone le prestazioni del ricevitore.

b) **Prestazioni**

Le prestazioni del televisore devono essere tali da poter ricevere i trasmettitori locali con un'antenna interna o addirittura con un'antenna a stilo. Per ottenere un sostanziale risparmio nel costo dei circuiti si dovrebbero limitare sia la qualità del

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

Schema a blocchi di un ricevitore per televisione da 11" completamente transistorizzato

suono che le prestazioni dei circuiti di sincronizzazione.

Le caratteristiche generali qui esposte sono state tradotte nelle seguenti specifiche tecniche:

1. **Sensibilità**

Controllo completo del cinescopio con segnale di antenna di 10 μV.

2. **Suono**

Circa 1 W in altoparlante.

3. **Sincronismi**

Verticale non necessariamente automatico; orizzontale preferibilmente automatico.

4. **Stabilizzazione della deflessione di riga e di quadro**

Per mezzo di circuiti di stabilizzazione con V.D.R.

5. **C.A.G.**

Di tipo semplice, se necessario con i picchi di sincronismo.

6. **Noise inverter**

Non necessario.

c) **Temperatura**

È ovvio che la dissipazione del calore in un televisore da 11" è estremamente importante date le ridotte dimensioni del mobile. I ricevitori a valvole realizzati negli USA dimostrano che il progetto di tali apparecchi è possibile senza causare inconvenienti all'apparecchio stesso. Ciononostante, in base a misure di temperatura effettuate, si è riscontrato che, in ambienti tropicali, questi apparecchi possono non funzionare. È estremamente difficile valutare la temperatura che si può avere in mobili di tipo diverso e con diverse soluzioni circuitali. Perciò noi esamineremo alcuni circuiti che presentano differenti valori di dissipazone, in modo da facilitare una scelta.

Nella tabella A sono elencate varie possibilità e le loro proprietà principali.

OSSERVAZIONI SUI CIRCUITI DELLA TABELLA A

APPARECCHIO I

L'apparecchio I è un ricevitore che impiega 13 valvole. Tecnicamente si può notare quanto segue:

Amplificatore di media frequenza

Per ottenere una sufficiente sensibilità con i deboli segnali in antenna che ci si possono attendere, l'amplificatore di media frequenza è equipaggiato con due stadi a pentodo ed uno a triodo. Il triodo può venir usato come una specie di « cathode follower » tra i due stadi, aumentando il guadagno della media attraverso una trasformazione d'impedenza.

La tensione per il C.A.G. deve venir prelevata, in questo apparecchio, dalla griglia del separatore di sincronismi.

Bassa frequenza / Uscita di quadro

Per risparmiare tensione di filamento sono state usate in questi stadi due ECL 80. La potenza di uscita ottenibile per il suono è di circa 1,5 W. La ECL 80 può venir usata nella base dei tempi di quadro in modo convenzionale, e fornisce una sufficiente energia di deflessione per il cinescopio da 11".

Deflessione orizzontale

Si prevede di impiegare per la deflessione orizzontale le note valvole PL 81 e PY 81. Sappiamo benissimo che queste valvole sono un po' esuberanti per la deflessione di un cinescopio da 11"; l'unica alternativa sarebbe lo sviluppo di nuove valvole. D'altra parte la prevista produzione di apparecchi « tinyvision » è tale che si è deciso di non sviluppare nuove valvole finché l'andamento del mercato non appaia così favorevole da giustificare la spesa per questi studi.

La PL 81 è stata largamente usata fino a qualche anno fa, ma solo in apparecchi

Impiego	Apparecchio I						Apparecchio II							Apparecchio III						
	Apparecchio I	Filamento (V)	Filamento (W)	Assorbimento corrente (mA)	Cons. dall'anod. di 280 V (W)	Assorb. comples. per stadio (W)	Apparecchio II	Filamento (V)	Filamento (W)	Assorbimento corrente (mA)	Cons. dall'anod. di 280 V (W)	Intens. corr. d'an. di 12 V (mA)	Assorb. comples. per stadio (W)	Apparecchio III	Filamento (V)	Filamento (W)	Assorbimento corrente (mA)	Intens. corr. d'an. di 12 V (mA)	Cons. dall'anod. di 280 V (W)	Assorb. comples. per stadio (W)
Selettore UHF	PC88 PC86	3.8 3.8	2.28	25	7	9.28	AF186 AF186	—				10	0.12	AF186 AF186	—			10		0.12
Selettore VHF	PC900 PCF801	4.0 8.5	3.75	43	12	15.75	AF180 AF178 AF178	—				20	0.24	AF180 AF172 AF178	—			20		0.24
Amplif. m.f. video	PCF201 PCF200	8.0 8.0	4.8	48	13.5	18.3	AF181 3xAF179	—				33	0.4	AF181 3xAF179	—			33		0.4
C. A. G.	dal sep.	sincronismi					AC130 AC127	—				10	0.12	AC130 AC127	—			10		0.12
Finale video	PFL200	19	5.7	25	7	12.7	PFL200	19	5.7	25	7		12.7	PFL200	19	5.7	25		7	12.7
Amplif. m. f. audio	PFL200	—		4	1.1	1.1	AF116	—				4	0.05	AF116	—			4		0.05
Preamplif. e finale audio	ECL80	6.3	1.89	22	6.2	7.09	ECL80	6.3	1.89	22	6.2		7.09	AC126 AC127 AC128	—			80		0.96
Separatore sincr.	PCF200	—		2	0.6	0.6	PFL200	—	—	2	0.6		0.6	PFL200	—		2		0.6	0.6
Oscillatore riga	PCF802	9	2.7	6	1.7	4.4	PCF802	9	2.7	6	1.7		4.4	PCF802	9	2.7	6		1.7	4.4
Finale riga	PL81 PY81 DY51	21.5 17	6.45 5.1	60	16.8	28.35	PL81 PY81 DY51	21.5 17	6.45 5.1	60	16.8		28.35	PL81 PY81 DY51	21.5 17	6.45 5.1	60		16.8	28.35
Oscillatore e finale quadro	ECL80	6.3	1.89	20	5.6	7.49	ECL80	6.3	1.89	20	5.6		7.49	ECL80	6.3	1.89	20		5.6	7.49
Totale		115.2	34.56	255	71.5			79.1	23.73	135	37.9	77			72.8	21.84	113	157	31.7	
Dissipazione totale ricevitore						106							61.56							55.43

TABELLA A - Quadro riassuntivo delle dissipazioni complessive e parziali degli apparecchi I - II e III

equipaggiati con il solo selettore V.H.F. Siccome ora si impiega anche il selettore U.H.F., e questa valvola può dare degli inconvenienti derivanti dall'effetto Barkhausen, si prevede di migliorare la PL 81 sotto questo aspetto.

Raddrizzatrice EAT

L'induttanza di un trasformatore d'uscita di riga per cinescopi da 11" è tanto bassa che nell'avvolgimento per il filamento della raddrizzatrice EAT viene indotta una tensione inferiore a 1 V per spira. Un filamento di 6,3 V richiederebbe pertanto più di 6 spire. Difficilmente questo si può ottenere con un trasformatore così piccolo, e per questo motivo introdurremo una versione della EY 51 con filamento di 1,4 V.

Dissipazione complessiva

La dissipazione complessiva dell'apparecchio a valvole è di 106 W.

Il calore sviluppato è tollerabile in moderate condizioni ambientali; si deve comunque controllare che la temperatura nel mobile rimanga entro i limiti fissati dai fornitori di componenti, dalle autorità preposte alla sicurezza, ecc. Ovviamente la temperatura nell'interno dell'apparecchio è ampiamente influenzata dal disegno del mobile, dai fori di ventilazione, ecc.

A parer nostro, è un rischio progettare un apparecchio da 11" con valori di dissipazione superiori a 100 W, e quindi una versione ibrida può offrire una buona soluzione.

L'alimentatore verrà discusso alla fine.

APPARECCHIO II

Per risparmiare spazio e per ridurre la dissipazione sono stati transistorizzati i seguenti stadi del ricevitore:

1. Selettore U.H.F.

2. Selettore V.H.F.

3. Amplificatore di media frequenza video.

4. Amplificatore di media frequenza suono.

La transistorizzazione di questi stadi ha portato la dissipazione complessiva a 62 W. Naturalmente ciò contribuisce molto alla riduzione della temperatura nell'interno dell'apparecchio, ma introduce il problema della temperatura ambiente ammissibile per i transistori. Il problema della temperatura sarà approfondito dal Laboratorio di Applicazione, ma già da ora, non sembra azzardato prevedere una conveniente soluzione del problema grazie all'impiego dei nuovi transistori.

L'amplificatore di media frequenza video proposto consiste di un transistore accoppiato con resistenza-capacità, seguito da un AF 181 controllato da due AF 179.

APPARECCHIO III

Questo ricevitore è identico al precedente. con la differenza che qui anche l'amplificatore di bassa frequenza è transistorizzato; in questo modo si ottiene una ulteriore riduzione della dissipazione di 6 W, che facilita la soluzione del problema della temperatura.

Alimentazione dei filamenti

È evidente che per nessuno dei tre ricevitori descritti si può usare una resistenza in serie alla catena dei filamenti a 220 V. Ciò causerebbe nel piccolo mobile una dissipazione troppo elevata. Per questo problema si presentano due soluzioni:

a) trasformatore di rete;

b) condensatore in serie.

a) Poiché in Europa l'alimentazione in parallelo dei filamenti (valvole serie E) non è impiegata che in Francia e in Italia, il trasformatore dovrebbe avere una tensione secondaria uguale alla somma delle tensioni dei filamenti in serie delle valvole P impiegate.

Naturalmente si dovrà scegliere una tensione secondaria leggermente maggiore in modo da aumentare la flessibilità di questa soluzione.

Si dovrà ancora studiare se l'impiego di un tale trasformatore in un ricevitore da 11", non possa dare inconvenienti a causa dei campi magnetici dispersi. Il vantaggio del trasformatore di rete è che esso può fornire sia la tensione di alimentazione per i transistori in un televisore ibrido, che la tensione di 11 V per il filamento del cinescopio da 11".

b) La soluzione più economica per ottenere la tensione richiesta per i filamenti è il condensatore in serie. Questo circuito, prima di poter essere raccomandato, dovrà avere il benestare del Laboratorio di Qualità. In ogni modo, in un ricevitore ibrido, se si usa un condensatore in serie ai filamenti, sarà sempre necessario per l'alimentazione dei transistori, il trasformatore di rete. Anche il filamento del cinescopio dovrà inoltre essere alimentato dal trasformatore di rete o dal trasformatore di uscita di riga. Quest'ultima possibilità richiede però ancora un ulteriore studio allo scopo di accertarne il valore pratico.

Considerazioni generali

I circuiti cui abbiamo accennato prima devono essere considerati circuiti-base sui quali i costruttori potranno fare delle varianti in base alle loro necessità. Ciò dipenderà dalle particolari condizioni locali come per esempio, aree marginali di ricezione, volume sonoro richiesto, necessità di sincronizzazione automatica, ecc.

Si è cercato di semplificare al massimo i circuiti in base ai suggerimenti ricevuti finora. Ciò non significa però che essi rappresentino la miglior soluzione: noi speriamo comunque che le informazioni date e quelle che in futuro ci forniranno i nostri laboratori saranno di valido aiuto per lo sviluppo di ricevitori portatili, di dimensioni ridotte.

RICEVITORI PER TELEVISIONE COMPLETAMENTE TRANSISTORIZZATI ALIMENTATI DALLA RETE O CON BATTERIE

Le batterie, che possono essere impiegate per l'alimentazione di ricevitori televisivi hanno una tensione che va da 12 V a 18 V, a seconda del tipo di batteria; ciò rende assolutamente necessario l'impiego dei transistori.

Il consumo di un televisore completamente transistorizzato da 11" è di circa 10 W. A parte questa necessità, l'impiego dei transistori presenta altri vantaggi che possono essere riassunti come segue:

a) Maggiore sicurezza di funzionamento dovuta alla più bassa tensione di lavoro e alla minore differenza tra la temperatura di funzionamento e temperatura ambiente, fattori questi positivi per i componenti come resistenze e condensatori elettrolitici. Ci si può quindi aspettare una maggiore durata di vita del ricevitore.

b) Maggiore elasticità nella disposizione meccanica dei componenti e nel disegno del mobile.

c) Disposizione elettrica più favorevole, dovuta alla migliore separazione, in ciascuno stadio, tra i circuiti in continua ed in alternata. Anche se attualmente la completa transistorizzazione del televisore non è del tutto attraente dal punto di vista economico, tuttavia è fuori discussione una decisa tendenza in questa direzione dato il sempre più esteso impiego dei transistori. Infatti, oltre i transistori impiegati negli stadi menzionati nei precedenti capitoli, sono stati sviluppati altri tipi di transistori per quegli stadi dove finora si impiegavano esclusivamente valvole.

Nello schema a blocchi allegato è riportato un esempio tipico di ricevitore completamente transistorizzato da 11".

NUOVO CINESCOPIO DA 11" CON SCHERMO PIATTO E RETTANGOLARE (A 28 - 13 W)

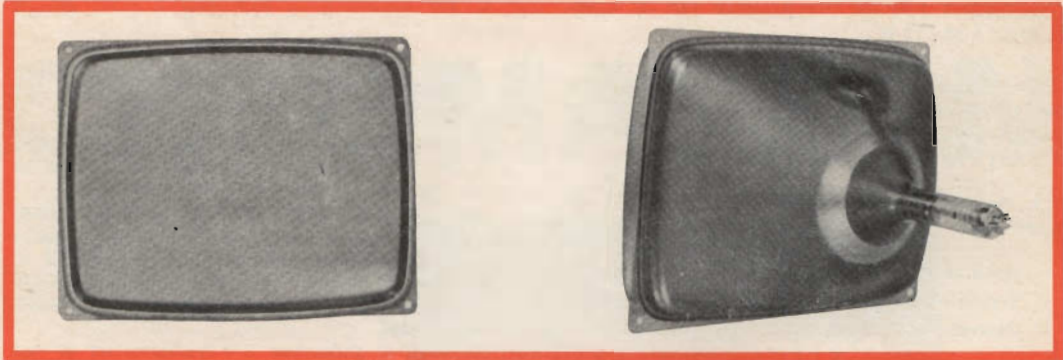
Illustriamo alcune considerazioni meccaniche ed elettriche che hanno portato allo sviluppo del cinescopio da 11", A 28 - 13 W.

Dimensioni dello schermo

Nella gamma di dimensioni dello schermo compresa tra 4" e 19" si possono a nostro avviso trascurare i seguenti gruppi:

a) schermi con dimensioni da 4" a 9", in quanto l'area dell'immagine risulta troppo piccola e rende impossibile una visione gradevole a più persone.

b) schermi con dimensioni vicine ai 19", che presentano lo svantaggio di non poter ottenere un prezzo sensibilmente differenziato rispetto al tipo da 19".

Può servire da esempio il cinescopio da 16", che non ha avuto successo né negli USA né in Europa.

Nuovo cinescopio da 11" con schermo piatto e rettangolare A 28 - 13 W.

Per quanto riguarda la scelta del cinescopio da 11" si può affermare che esso permette innanzitutto ai costruttori di fabbricare televisori realmente portatili in confronto al 19", e che inoltre questa dimensione è il massimo limite cui si può arrivare per l'impiego con alimentazione a batterie. Un'altra caratteristica da menzionare è la forma piatta e rettangolare (rapporto d'immagine 3 : 4) dello schermo.

Angolo di deflessione

Ovviamente si è scelto l'angolo di deflessione di 90° per tenere bassa l'energia richiesta per la deflessione in vista dell'alimentazione con batterie.

Inoltre, il diametro del collo del tubo è stato ridotto da 28 a 20 mm, con il risultato di una ulteriore diminuzione dell'energia di deflessione necessaria.

Ecco alcuni valori:

19", 110° 28 mm - 18 kV	11", 110° 28 mm - 11 kV
11", 90° 28 mm - 11 kV	11", 90° 20 mm - 11 kV A 28 - 13 W
Consumo relativo dello stadio uscita riga (circa)	
160	100
60	45

In questa tabella comparativa si è supposta pari a 100 l'energia richiesta dallo stadio finale di riga per il cinescopio da 11", 110° (collo 28 mm). Si può notare come non vi sia una grande differenza nella lunghezza tra un cinescopio da 11", 110°/28 mm e l'A 28 - 13 W, principalmente per il fatto che il collo dell'A 28 - 13 W è più corto di quello dei tipi correnti. In effetti è stato possibile contenere la differenza di lunghezza in solo ½" rispetto ai normali 11", 110°.

Per quanto riguarda lo spazio disponibile nell'interno del televisore per la parte circuitale si deve notare che non vi è una differenza apprezzabile rispetto al cinescopio da 110°, in quanto le dimensioni del giogo di deflessione da 90° sono sensibilmente inferiori a quelle delle ordinarie bobine da 110°.

L'angolo di deflessione di 90° e il collo di diametro ristretto (20 mm), presentano inoltre il vantaggio di mantenere a bassi valori il calore generato nello stadio finale di riga di un apparecchio a valvole o ibrido, il che è di grande importanza date le esigue dimensioni del mobile di un televisore da 11".

Caratteristiche elettriche

Condizioni tipiche di funzionamento (pilotaggio di catodo)

EAT	=	11 kV
V_k per l'interdizione	=	45 V (valore nominale)
V_{g2}	=	200 V ÷ 350 V (val. nom. 250 V)
V_{g1}	=	−50 V ÷ + 300 V
V_f	=	11,0 V
I_f	=	68 mA
V_{kf}	=	80 Vcc

Per un'ottima qualità dell'immagine e per un buon rendimento luminoso si raccomanda una EAT con valore di 11 kV.

Tenendo presente la possibilità di impiego di valvole o di transistori più economici, il cannone elettronico è stato progettato in modo che con un valore nominale di V_{g2} di 250 V, il cinescopio possa venir pilotato con 45 V sul catodo.

La normale dispersione della tensione di interdizione può essere neutralizzata usando un potenziometro per la V_{g2} che consenta una gamma di valori da + 200 a + 300 V. In questo modo la corrente di interdizione può essere regolata per tutti i cinescopi al valore nominale di 45 V.

Il valore più elevato di V_{g2} è stato deliberatamente tenuto basso in considerazione del fatto che in un apparecchio a valvole questa è la massima tensione ottenibile dal booster.

COMPONENTI PER LA DEFLESSIONE PER IL CINESCOPIO A 28 - 13 W

Sono disponibili due serie di componenti, una per apparecchi a valvole ed una per apparecchi a transistori. La differenza tra le due serie è nella diversità degli avvolgimenti (impedenza).

A. Per apparecchi a **valvole** i codici sono i seguenti:

Unità di deflessione	AT 1021
Trasformatore di riga	AT 2043
Controllo di linearità	AT 4037

L'induttanza dell'avvolgimento di riga dell'AT 1021 (M 886 - 5) è di 1,5 mH, e la resistenza degli avvolgimenti di quadro collegati in serie è di 36 Ω. Vi è incorporata una N.T.C.

Il trasformatore di riga AT 2043 sarà previsto per l'impiego delle valvole PL 81, PY 81 e DY 51. La tensione di alimentazione sarà di circa 240 V ed il trasformatore deve essere impiegato con un circuito di stabilizzazione con V.D.R. allo scopo di mantenere la tensione della PL 81 sempre al di sopra del ginocchio della curva onde evitare oscillazioni Barkhausen. La EAT senza carico sarà di 11 kV.

B. Per apparecchi a **transistori** i codici sono i seguenti:

Unità di deflessione	AT 1020
Trasformatore di riga	AT 2042
Controllo di linearità	AT 4036

L'induttanza dell'avvolgimento di riga dell'AT 1020 è di 85 μH e la resistenza degli avvolgimenti di quadro collegati in parallelo è di circa 9 Ω.

Anche il trasformatore AT 2042 sarà progettato per una EAT a vuoto di 11 kV. Sarà possibile usarlo con una batteria d'automobile da 6 V o da 12 V.

Dati più dettagliati, come la sensibilità dell'unità di deflessione ed il consumo, saranno disponibili quanto prima.

Le unità di deflessione e i trasformatori di riga per televisori da 11" sono disponibili presso la G.B.C. con i seguenti numeri di catalogo.

A) Per televisori a valvole

Unità di deflessione M/886-5 (AT 1021)
Trasformatore di riga M/979-5 (AT 2043)
Controllo di linearità M/865 (AT 4037).

B) Per televisori a transistori

Unità di deflessione M/886-6 (AT 1020)
Trasformatore di riga M/979-6 (AT 2042)
Controllo di linearità M/886-6 (AT 4036)

Nel prossimo numero forniremo dati di progetto per la realizzazione di due versioni di televisori da 11", e precisamente di uno equipaggiato con valvole e di un altro completamente transistorizzato.

La Electro-Optical Systems Inc. di Pasadena ha creato un « laser » eccitato dal sole, che può essere trasportato a bordo dei satelliti e modulato, in modo da permettere un sistema di comunicazioni ottiche. Lo studio è stato fatto per un contratto stipulato con l'Areonautica.
Il « laser » eccitato dal sole pesa meno dei « laser » eccitati elettricamente, i quali richiedono una alimentazione di potenza, batterie di condensatori e tubi a « flash »; inoltre, esso elimina i pericoli inerenti agli attuali « laser » ad eccitazione chimica, molti dei quali sono esplosi durante il funzionamento.
La chiave del nuovo dispositivo ad eccitazione solare è un nuovo cristallo « laser », una bacchetta cristallina di granato, alluminio e ittrio, il quale ha una soglia molto bassa e non richiede d'essere raffreddato a temperature ciogeniche, come accadeva per i precedenti « laser » ad eccitazione solare. Lo speciale granato è drogato con neodimio, in modo da ottenere l'emissione su di una lunghezza d'onda di 1,06 micron, ed è circondato da un contenitore di vetro, riempito d'acqua, che serve al raffreddamento e come lente liquida. L'energia solare viene concentrata da uno specchio parabolico dal diametro di 76 centimetri. Fintanto che lo specchio concentra i raggi del sole, il « laser » produce un'onda continua, con una potenza di emissione di 25 milliwatt, ad una temperatura di 300° K, con una luce solare al livello del suolo. La Società afferma che nello spazio, senza l'effetto atmosferico, uno specchio, avente un'area pari alla metà dell'attuale, sarebbe capace di far funzionare un « laser » a onda continua di una potenza superiore ad un Watt.

CHROMATRON

Un nuovo tubo per la tv a colori

I problemi connessi con la TV a colori diventano ogni giorno più interessanti. Quello più spinoso è proprio il cinescopio tricromico che è il cuore del televisore a colori. Il cinescopio tricromico a maschera della RCA, ha tenuto fin ad oggi incontrastato dominio nonostante la sua laboriosa messa a punto. Ecco ora i Giapponesi che rispolverando una vecchia invenzione americana hanno messo a punto un cinescopio, il Chromatron, che per semplicità di funzionamento (un cannone), messa a punto e prezzo sta diventando l'unico vero rivale del cinescopio a maschera (tre cannoni).

Il Chromatron fu inventato nel 1951 dal premio Nobel, l'americano Dr. Lawrence, e brevettato dalla Paramount Corporation venne chiamato inizialmente « Post deflection focus Display tube » e cioè « tubo per immagini con fuoco dopo la deflessione »; questo tubo e i relativi circuiti di commutazione vennero descritti ampiamente da tutta la letteratura tecnica americana. È stato però merito della ditta giapponese Sony, aver ripreso questa invenzione che gli americani avevano abbandonato ed aver apportato ad essa delle modifiche tali per cui questa « trovata » di laboratorio sta diventando una cosa molto importante, e cioè, l'unico cinescopio tricromico con un solo cannone che possa contrastare il passo all'ormai noto cinescopio a maschera a tre cannoni.

Il predominio ultradecennale del cinescopio tricromico inventato dalla RCA non è però una cosa gratuita. Esso infatti, è l'unico cinescopio che attualmente venga prodotto in grandi serie, e ciò è molto importante per un componente che debba equipaggiare un apparecchio a larga diffusione come è il televisore. Questo però non significa che il suo principio di funzionamento (tre cannoni + maschera forata + tre punti di fosfori blu, verde, rosso) sia l'unico per la ricezione della TV a colori.

Bisogna riconoscere però che con l'apparizione del Chromatron il predominio assoluto del cinescopio tricromico a maschera è stato fortemente scosso. È comunque prematuro affermare che questo nuovo tipo di cinescopio a colori possa affermarsi alla pari del cinescopio con maschera forata, e che possa introdursi nei mercati europei e americani in forza di un costo molto inferiore a quello del tubo a maschera forata. Noi ci limiteremo in queste pagine a descriverne il funzionamento in base alle scarse informazioni pervenuteci dal Giappone.

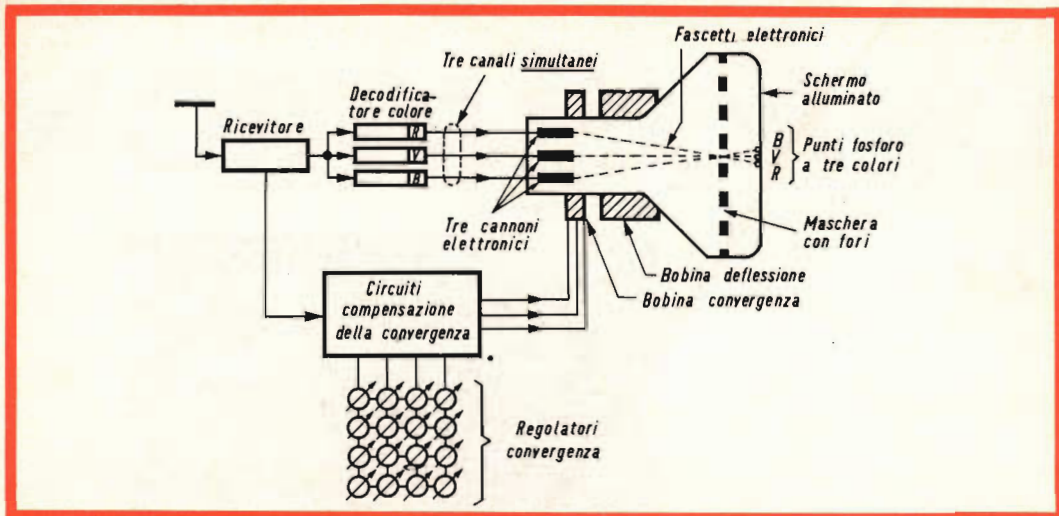



Fig. 1 - Nel cinescopio a maschera vengono eccitati **contemporaneamente** i tre fosfori dei colori primari con tre fascetti elettronici.

Come funziona il cinescopio a maschera forata

Per comprendere il funzionamento del Chromatron vediamo un po' come funziona il noto cinescopio a maschera forata. In fig. 1 è riportata una sezione del cinescopio a maschera e i relativi circuiti (a blocchi) necessari al suo funzionamento.

Il cinescopio a maschera forata contiene tre sistemi elettronici distinti, e cioè, tre cannoni elettronici i cui fascetti di elettroni vengono contemporaneamente (azione simultanea) controllati in intensità dai tre segnali dei tre colori primari R (rosso) B (blu) e V (verde).

Questi tre fascetti di elettroni entrano tutti e tre (convergenza) in uno dei tanti fori (400.000 circa) (fig. 1a) e dopo averlo attraversato vanno a colpire, rispettivamente il punto di fosforo blu b), il punto di fosforo rosso ed infine c) il punto di fosforo verde. Questi tre punti di fosfori di diverso colore sono molto vicini (0,7 mm), per cui osservando da lontano queste **triadi sorgenti colorate,** l'occhio ne mescolerà le luci e vedrà un unico punto luminoso il cui colore dipenderà dalla maggiore o minore intensità dei tre punti colorati. (Mescolazione additiva di sorgenti di luci colorate, vedi « Selezione », N. 1/65).

Naturalmente questa semplice condizione si deve verificare per tutti i fori della maschera, e cioè, sia per quelli che si trovano al centro sia per quelli che si trovano ai margini dello schermo, dato che le bobine di deflessione verticali e orizzontali portano i tre fascetti elettronici su tutti i punti della superficie dello schermo (fig. 1b).

Il « tallone di Achille » del cinescopio a maschera sta proprio qui e cioè nella difficoltà di far convergere i tre fascetti in corrispondenza di tutti i fori presenti nella maschera (fig. 1a). Per ottenere questa condizione il ricevitore deve avere particolari circuiti, chiamati appunto « circuiti per la convergenza dinamica », i quali sono essenzialmente costituiti da bobine (fig. 1c) nelle quali si fa passare una componente di corrente continua e una componente alternata di forma speciale (parabolica). Queste bobine poste sul collo del cinescopio producono un campo magnetico capace di « rettificare **continuamente** il tiro » dei cannoni elettronici in modo da ottenere la convergenza dei relativi fascetti in tutti i fori della maschera. In questa operazione di conver-

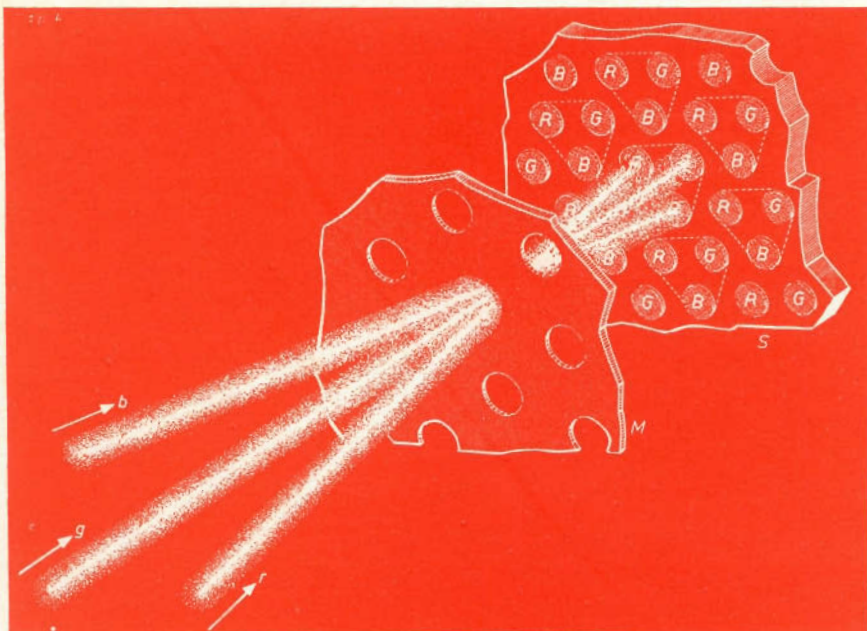



Fig. 1a - Particolare indicante **la convergenza** dei tre fascetti in un foro della maschera e il successivo «impatto» nei rispettivi fosfori verde (G), blu (B) e rosso (R).

genza va tenuto conto anche dell'effetto del campo magnetico terrestre.

Sempre facendo riferimento alla fig. 1 vediamo come tra il ricevitore e il cinescopio si trova il decodificatore del colore che provvede ad estrarre gli originali segnali per il rosso, il blu e il verde dalla sottoportante.

Una cosa analoga avviene nella stereofonia in FM dove il decodificatore estrae dal segnale multiplex le componenti per il canale destro e per il canale sinistro.

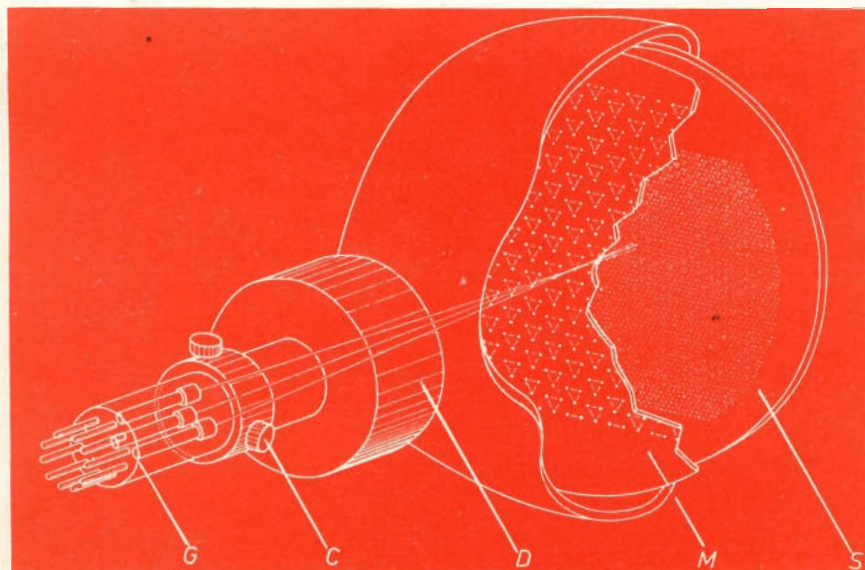



Fig. 1b - Un'altra rappresentazione del cinescopio tricromico. S = Schermo luminescente dove sono disposti, ai vertici di minuscoli triangoli (triadi), i tre tipi di fosfori puntiformi rispettivamente per la convergenza; G verde (G) e rossa (R). M = maschera-ombra; D = bobine di deflessione; C = bobine e magneti per la convergenza; B = collo del cinescopio con i tre cannoni elettronici.

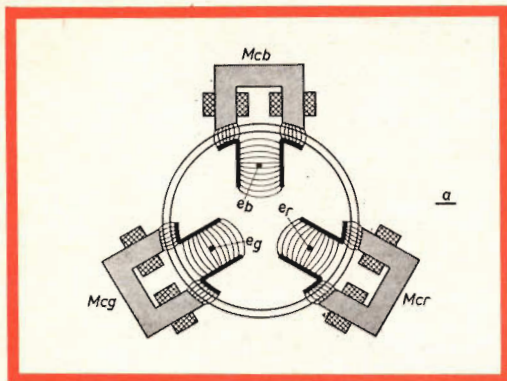



Fig. 1c - Dispositivi per produrre la convergenza dei tre fascetti nei fori della maschera; e_b, e_g, e_r indicano i tre fascetti « separati » rispettivamente emessi dai cannoni per il blu (e_b) per il rosso (e_r) e per il verde (e_g); M_{cb}, M_{cr}, M_{cg} = magneti per la convergenza rispettivamente del fascetto per il blu, per il rosso e per il verde.

Il Chromatron

Dopo quanto abbiamo detto è evidente che il Chromatron funzionando con un solo cannone non solo costa meno ma elimina automaticamente tutti i problemi e i circuiti connessi con la convergenza. I problemi di convergenza sorgono infatti là dove esistono tre fascetti di elettroni che devono incontrarsi in un dato punto e non dove esiste un solo fascetto. Con il Chromatron vengono quindi eliminate le bobine di convergenza sul collo del cinescopio (fig. 1c) e i relativi circuiti; il chromatron inoltre non sente l'influenza del campo magnetico terrestre.

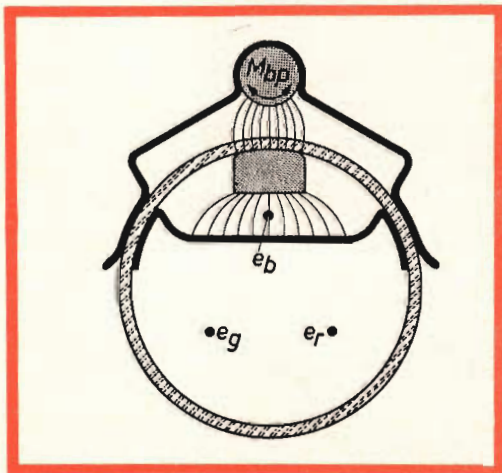



Fig. 1d - Particolare del magnete che sposta il fascetto per il blu.

Quando un unico fascetto elettronico deve eccitare più tipi di fosfori a colori lo può fare solo per via sequenziale come, per esempio, succede, quando disponendo di un oscilloscopio ad un solo raggio si riesce a vedere sullo schermo del tubo due fenomeni indipendenti; com'è noto per ottenere ciò ci si serve di un commutatore elettronico, che « ripartisce » il tempo di scrittura del fascetto fra i due fenomeni in esame. Anche il ricevitore funzionante con Chromatron lavora pressapoco così. Alla griglia del cannone elettronico vengono applicati in successione mediante un commutatore elettronico i segnali di uscita dal decodificatore del colore, e cioè i segnali per il blu (B), per il rosso (R) e per il verde (V). Ciò è indicato nella parte sinistra della fig. 2, dove si vede appunto come il fascetto elettronico venga regolato in intensità dai segnali R, B e V in successione.

Ma il fascetto elettronico deve poter essere deviato anche quando si avvicina allo schermo « zebrato » dove si trovano, una accanto all'altra, strisce di fosforo disposte verticalmente. La successione dei vari tipi di fosfori è la seguente: fosforo blu, rosso, verde, rosso, blu e così via. È evidente che quando il commutatore elettronico applica alla griglia del cinescopio un segnale per il colore verde il fascetto elettronico dovrà **contemporaneamente** colpire sullo schermo la striscia di fosforo che produce luce verde. Perchè ciò si verifichi è necessario che la frequenza di commutazione dei segnali (sulla griglia del cinescopio) e la frequenza di spostamento del fascetto sulle varie strisce di fosforo (sullo schermo del cinescopio) siano identiche. Questo segnale di commutazione viene infatti fornito da uno stesso generatore e la sua frequenza è di 3,58 MHz (NTSC americano); il perchè di questo valore lo vedremo in seguito. Inoltre, lo spostamento del fascetto sullo schermo del cinescopio dovrà avere un angolo ben determinato in modo da colpire ogni volta la striscia di fosforo del colore desiderato.

Il fascetto elettronico quindi poco pri-

ma di colpire lo schermo dovrà subire una **seconda deflessione** (post-deflessione) che lo porterà a colpire ora l'una ora l'altra delle striscie di fosforo colorate in perfetto sincronismo con l'applicazione del relativo segnale del colore alla griglia del cinescopio.

La post-deflessione

Questa post-deflessione sincronizzata con il commutatore elettronico all'uscita del decodificatore, è ottenuta mediante una griglia formata da sottilissimi fili disposti parallelamente alle striscie di fosforo a colori e poco distanti da questo ultimo (10 mm). Si tratta di circa 400 fili tesi (in fig. 2 ne sono stati indicati solo 8), quelli vicini all'asse del cinescopio sono indicati con i numeri 1, 2, 3 e 4. Tutti i fili disposti in ordine pari come pure tutti quelli disposti in ordine dispari sono collegati tra loro; pertanto, tutti i fili della griglia fanno capo a due conduttori ai quali viene applicata una tensione a forma sinusoidale con frequenza di 3,58 MHz. Quando questa tensione sinusoidale **passa per lo zero,** il fascetto di elettroni passando tra due fili della griglia non subisce alcuna post-deflessione e andrà diritto a colpire il fosforo R che emetterà quindi luce rossa. Viceversa in corrispondenza delle semionde positiva e negativa della tensione di post-deflessione il fascetto subirà una deflessione simmetrica che lo porterà a colpire rispettivamente il fosforo V o il fosforo B con emissione rispettivamente di luce verde o blu. Contemporaneamente, come abbiamo già accennato, dovranno essere applicati alla griglia in maniera sequenziale i segnali V, R e B.

Le striscie verticali a tre colori

Abbiamo visto come i fili della griglia sono disposti verticalmente lungo tutta l'altezza dello schermo e parallelamente alle striscie dei fosfori che parimente si estendono in maniera continua dal basso all'alto. Siamo quindi in presenza non **di punti di fosforo** da colpire come avviene nel cinescopio a maschera ma di striscie continue verticali. È evidente quindi che nella deflessione orizzontale del fascetto (tracciamento di una riga) le difficoltà di colpire i vari fosfori colorati a qualsiasi altezza non esistono.

In fig. 3 è riportato questo fenomeno in tutte le sue particolarità. Qui infatti è rappresentata una sezione orizzontale dello schermo del cinescopio nella quale sono indicate con molta chiarezza le posizioni relative dei fili verticali e dello schermo con i fosfori; si vede molto bene come i fili della griglia con le loro ten-

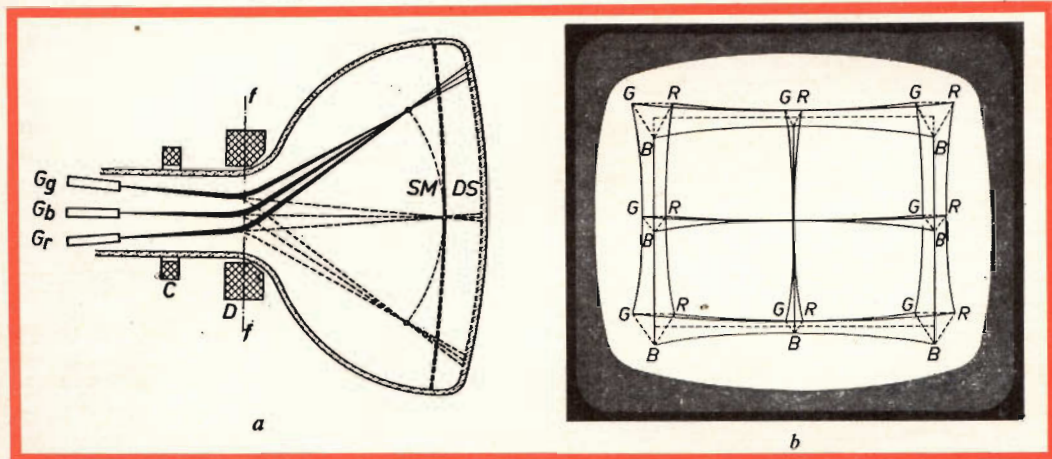



Fig. 1e - Errori di convergenza dinamica: a) Causa dell'errore di convergenza. È dovuta come si sa, all'avere lo schermo una superficie quasi piatta e non sferica. b) Effetti della mancata convergenza nelle zone periferiche dello schermo. C = bobina di convergenza; D = unità di deflessione; DS = schermo con i punti di fosforo; G_g, G_b, G_r = cannoni elettronici; SM = maschera-ombra; f-f piano di deflessione.

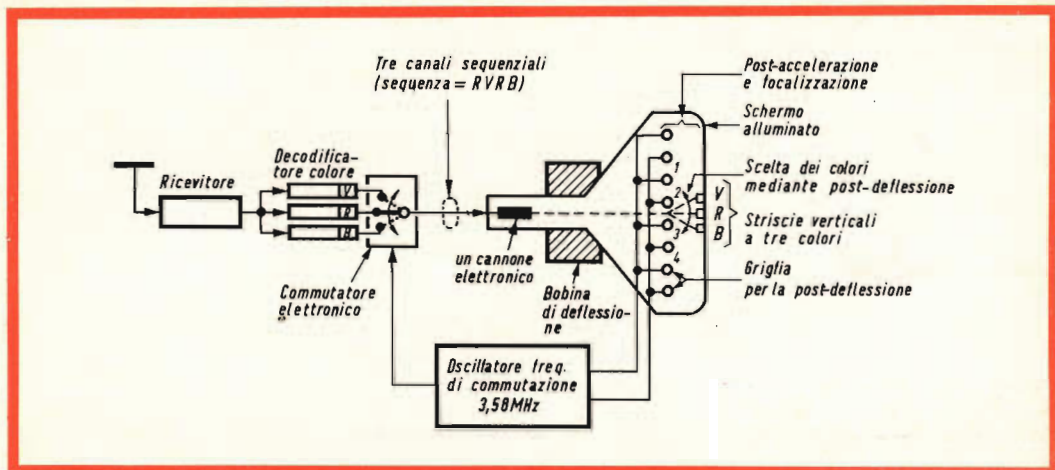



Fig. 2 - Nel Chromatron i tre fosfori dei colori primari vengono eccitati **in sequenza** da un solo fascetto elettronico.

sioni esercitano un'azione focalizzatrice del fascetto sulla superficie dello schermo. Ciò è molto importante. Effettivamente sui fili di questa griglia non solo è presente la tensione alternata cui abbiamo accennato prima ma anche una componente continua che approssimativamente corrisponde ad 1/3 di quella applicata ai fosfori. Ciò fa si che tra due fili verticali venga a formarsi una « lente elettronica » con relativo campo di post-accelerazione. Quando tutti i fili si trovano allo stesso potenziale (quando cioè la tensione sinusoidale di post-deflessione passa per lo zero), il fascetto viene focalizzato al centro dei fili come indicato in fig. 3. Quando invece i fili di ordine pari e quelli di ordine dispari sono rispettivamente positivi e negativi rispetto all'istante in cui la tensione di post-deflessione passa per lo zero, allora succederà che il fascetto verrà focalizzato e deflesso lateralmente come indicato in figura mediante punto e tratto. Esso quindi non colpirà più le striscie centrali di fosforo (Rosso) ma quella laterale (Verde). Viceversa quando la tensione si inverte esso andrà a colpire la striscia della parte opposta (Blu).

Si tenga presente che se le polarità delle tensioni presenti sui fili rimangono inalterate, succederà che il fascetto passando tra la successiva coppia dei fili verrà deflesso in direzione opposta a quella della coppia precedente, e deve essere così, poichè in questo secondo caso le polarità delle tensioni sui fili sono scambiate nei confronti del fascetto. Ciò è indicato sempre nella fig. 3, in quanto le linee a tratto e punto una volta sono dirette in basso e successivamente in alto; così dicasi di quelle tratteggiate. Dalla figura risulta inoltre che le striscie di fosforo rosso sono in numero doppio di quelle dei fosfori blu e verde.

La sequenza di produzione dei colori rosso-verde rosso-blu

Quando la tensione sinusoidale di post-deflessione passa per lo zero abbiamo visto che si ha luce rossa; durante la semionda positiva si ha luce verde, segue ancora il passaggio per lo zero con relativa produzione di luce rossa e durante la semionda negativa si ha luce blu. La sequenza di produzione dei colori sarà pertanto la seguente: **rosso-verde-rosso-blu.** Questo è il noto ciclo dei colori del Chromatron, che viene in realtà ripetuto 400 volte durante il tracciamento di una riga; durante questo ciclo, il commutatore elettronico all'uscita del decodificatore dovrà a sua volta portare sull'elettrodo di controllo del cinescopio i segnali rosso-verde-rosso-blu, ecc.

Ci si potrebbe domandare perchè durante un ciclo compare due volte l'eccitazione del fosforo rosso. La risposta sta nel basso rendimento luminoso di questo fosforo nei confronti degli altri due. La prima esecuzione del Chromatron (fatta dagli americani) prevedeva il ciclo rosso-verde-blu-verde e dava quindi prevalenza al colore verde forse in relazione al maggiore potere risolutivo dell'occhio umano per questo colore.

Nella nuova edizione del Chromatron giapponese (schermo rettangolare con diagonale = 47 cm) si hanno 400.000 elementi di colore rosso e 200.000 elementi di colore rispettivamente blu e verde; si tenga presente inoltre che lavorando con lo standard americano di 525 righe, vanno perdute circa il 6 % di queste righe. È ovvio che nello standard a 625 righe il numero degli elementi immagine aumenta in proporzione. Per esempio, nel cinescopio a maschera con diametro di 53 cm, il numero delle triadi (punto rosso-punto blu-punto verde) è circa 350.000; si tenga presente però che una parte di queste triadi è inutilizzabile perchè viene a trovarsi nella zona nera che viene a formarsi tra una riga e l'altra di scansione. Conclusione: il numero degli elementi attivi agli effetti del colore sono pressochè uguali nei due tipi di cinescopi.

Ricezione in bianco e nero

Naturalmente il Chromatron può riprodurre anche una trasmissione in bianco e nero. Il decoder, il commutatore elettronico e l'oscillatore per la post-deflessione continuano a funzionare anche in questo caso. Il decoder produce alle tre uscite segnali di uguale intensità mentre il fascetto elettronico colpisce le tre striscie di fosforo con uguale intensità. In queste condizioni lo schermo produce luce bianca.

Il segnale a 3,58 MHz è prodotto da un oscillatore a quarzo sincronizzato con il segnale del « burst » (sincronismo del colore) mediante un convenzionale circuito C.A.F. Per la post-deflessione del fascetto si poteva scegliere anche un'altra frequenza ma si è preferito quella a 3,58 MHz la quale com'è noto, nello standard NTSC è anche la frequenza della sottoportante del colore, e per la quale è disponibile, come abbiamo detto, un segnale di sincronismo.

Il ricevitore

La produzione di televisori con Chromatron è iniziata dai primi di marzo 1965. Il televisore con Chromatron è tutto identico esternamente ad uno analogo da 19" (47 cm) in bianco e nero. Ha 27 valvole e quindi quante un televisore equipaggia-

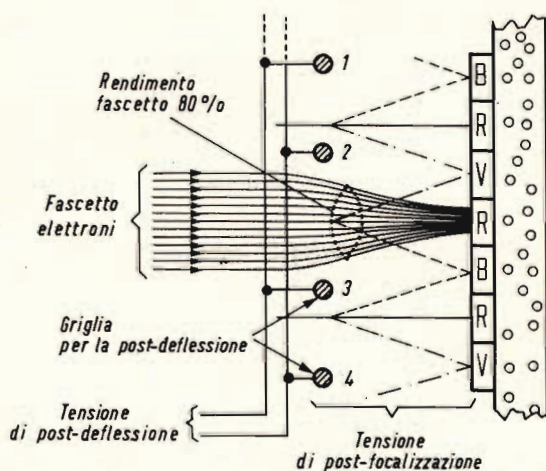



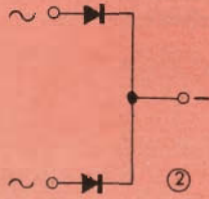
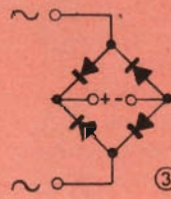
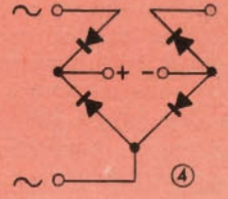
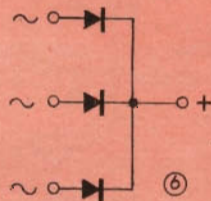
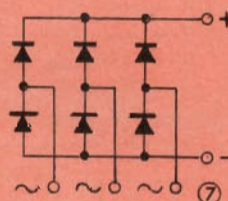
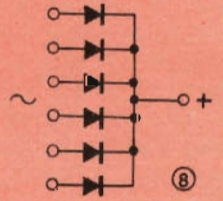
Fig. 3 - Sezione orizzontale dello schermo e della griglia del Chromatron.

to con cinescopio a maschera. Al posto dei circuiti di convergenza abbiamo infatti, quelli del commutatore elettronico e quelli dell'oscillatore per la tensione di post-deflessione; quest'ultimo deve fornire una certa potenza a causa dell'elevata capacità dei fili (circa 1.000 pF).

In compenso necessita una minore energia di deflessione a causa del ridotto collo del tubo, che ospita un solo cannone.

Una particolarità interessante del Chromatron è la resa luminosa in quanto l'80 per cento degli elettroni del fascetto vanno a colpire lo schermo mentre nel cinescopio a maschera solo il 15 per cento degli elettroni del fascetto vanno a colpire i punti del fosforo.

Il Chromatron potrebbe applicarsi anche ai televisori che ricevono secondo il sistema PAL o SECAM; ciò porterebbe però ad un'ulteriore complicazione mentre il Chromatron è stato sviluppato per semplificare il televisore a colori e abbassarne il costo.

COLLEGAMENTI TIPICI DI RADDRIZZATORI

1 - Raddrizzatore monofase ad una semionda
2 - Raddrizzatore monofase a due semionde
3 - Ponte monofase
4 - Ponte per amplificatori magnetici

5 - Duplicatore di tensione
6 - Raddrizzatore trifase a stella
7 - Ponte trifase
8 - Raddrizzatore triesafase

memorie magnetiche

Terminiamo questa serie di articoli sulle memorie magnetiche illustrando brevemente come sia stato possibile con due sole condizioni di magnetizzazione, formare un sistema binario che consente di riprodurre tutte e dieci le cifre decimali e quindi qualsiasi numero.

Relazione tra numerazione decimale e codice binario

Abbiamo detto in precedenza che ciascuna delle dieci cifre 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 e 9 della numerazione decimale può essere rappresentata nella notazione binaria, da varie combinazioni delle condizioni « 0 » e « 1 » in un gruppo di quattro elementi. Riferiamoci, per meglio comprendere ciò alla fig. 8 nella quale sono riportati i quattro elementi.

Ogni elemento che si trovi nella con-

Tabella delle cifre decimali ottenibili con un codice binario

cifra decimale				codice binario
0	=	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	=	0000
1	=	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	=	0001
2	=	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	=	0010
3	=	$0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	=	0011
4	=	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	=	0100
5	=	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	=	0101
6	=	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	=	0110
7	=	$0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	=	0111
8	=	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$	=	1000
9	=	$1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$	=	1001

Anelli di Ferroxcube per memorie magnetiche: dimensioni 50,80 e 150 mil.

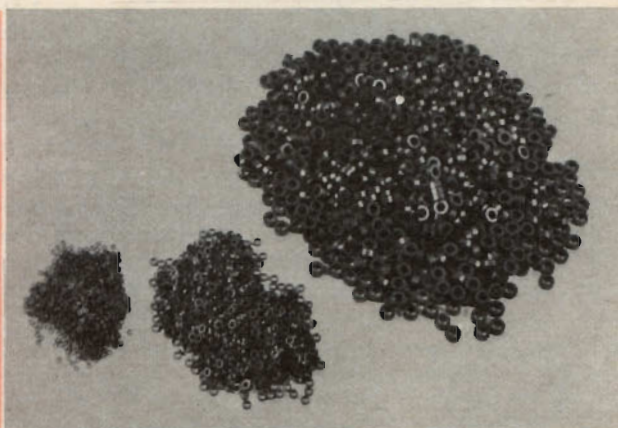
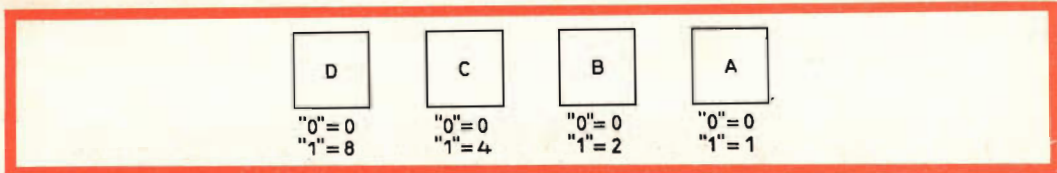



Fig. 8 - Quattro elementi (nuclei) che con la loro varia condizione di magnetizzazione (« 0 » e « 1 ») possono formare una cifra decimale. La condizione « 0 », in qualunque elemento si trovi serve ad indicare la cifra 0; la condizione « 1 » a seconda della posizione in cui si trova partendo da destra, è sufficiente da sola o con altre, a formare le cifre decimali da 1 a 9.

dizione « 0 » è considerato equivalente alla cifra decimale 0. Viceversa, ogni elemento che si trovi nella condizione « 1 » può corrispondere alle cifre decimali 1, 2, 4 o 8 a seconda della sua posizione nel gruppo. In termini matematici, gli stessi elementi, letti da destra verso sinistra nella fig. 8, quando si trovano nella condizione « 1 » corrispondono rispettivamente a $2^0(=1)$, $2^1(=2)$, $2^2(=4)$ e $2^3(=8)$. Come già abbiamo detto, ogni elemento che si trovi nella condizione « 0 », corrisponde alla cifra 0. Un numero decimale formato di quattro cifre è ottenuto pertanto, mettendo una accanto all'altra le quattro cifre decimali rappresentate ciascuna da quattro elementi.

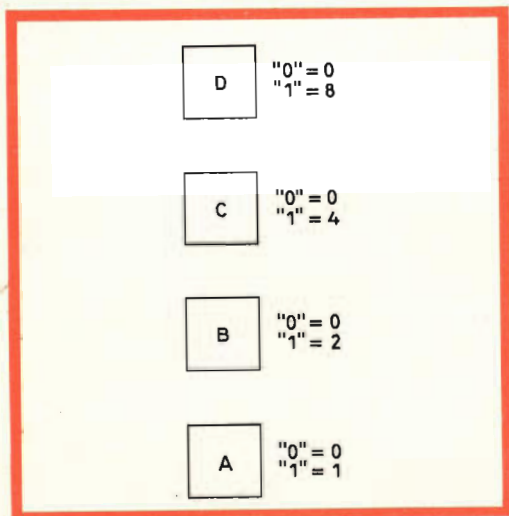



Fig. 9 - In una memoria magnetica i quattro elementi (nuclei) che formano una cifra decimale non sono montati uno accanto all'altro come indicato in fig. 8, ma uno **sopra** all'altro come indicato in questa figura.

Qui sotto indichiamo mediante una tabella come sia stato possibile esprimere tutte le cifre decimali (da 0 a 9) mediante un codice binario (bits *) formato da quattro elementi.

In una memoria magnetica i quattro elementi richiesti per rappresentare una cifra decimale non sono montati uno di fianco all'altro come indicato in fig. 8, ma piuttosto uno **sopra** l'altro come indicato in fig. 9.

In questo modo, cominciando a leggere dal basso verso l'alto, o meglio dall'elemento posto più in basso (A) verso quello posto più in alto, avremo che gli elementi che si trovano nella condizione « 1 » rappresenteranno rispettivamente le cifre 1, 2, 4, e 8. Questi 4 elementi (nuclei), in una matrice formata da quattro piani di memoria occupano analoghe posizioni. È bene subito ricordare che, **per immagazzinare numeri decimali in codice binario, si richiede una memoria che abbia un minimo di quattro piani.**

I conduttori X e Y di uno « stack » di quattro piani sono collegati in modo che un « impulso X » e un « impulso Y » influenzi tutti e quattro gli elementi (anelli) necessari per rappresentare una cifra decimale.

Come vengono immagazzinati i numeri in una memoria

In fig. 10 è rappresentato l'angolo sinistro di una memoria formata da quattro piani; per semplicità, di ogni piano, sono stati indicati solo tre nuclei.

* Abbreviazione delle parole inglesi « binary digit »

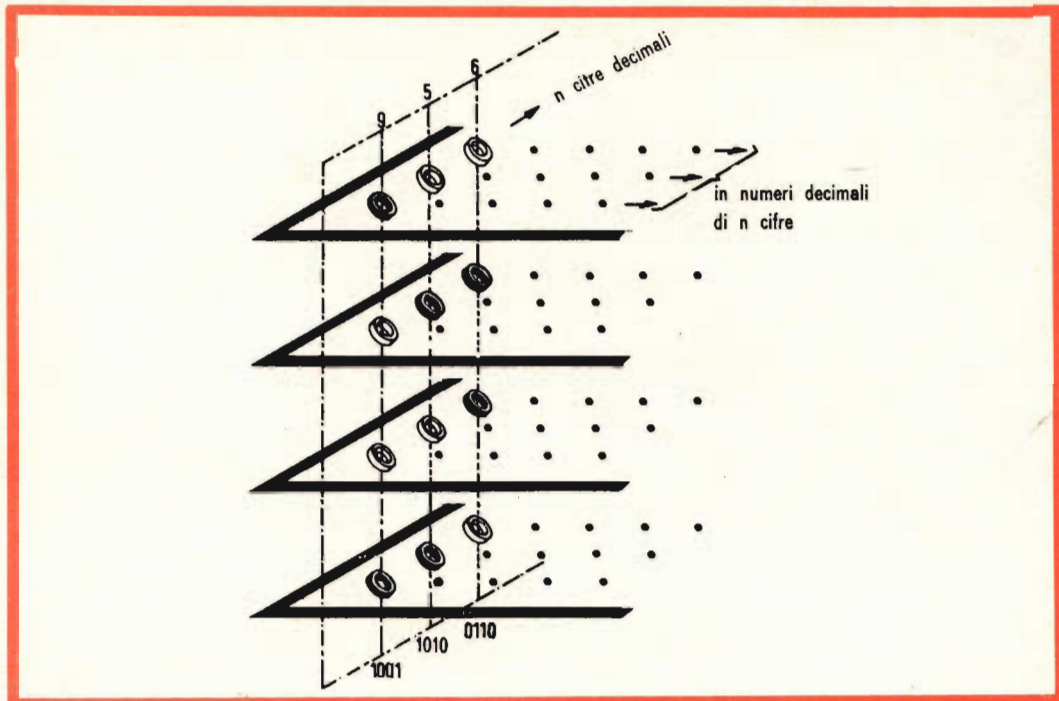



Fig. 10 - Rappresentazione schematica e parziale di uno « stack » formato da quattro piani di memoria. Di ogni piano sono stati indicati solo tre anelli.

In questa figura, i nuclei che si trovano nella condizione « 1 » sono stati disegnati in nero, quelli bianchi si trovano nella condizione « 0 ».

Si vede subito come i nuclei che si trovano proprio **nell'angolo** di ciascuno dei quattro piani di memoria, si trovano rispettivamente nelle condizioni 1, 0, 0, 1, partendo dal basso verso l'alto. In base alla tabella riportata in precedenza, questa sequenza, nella notazione binaria corrisponde a (1 + 0 + 0 + 8) = 9.

In pratica, però, si devono affidare ad una memoria magnetica numeri formati da più di una cifra; per far ciò si dovranno impiegare altre « serie » verticali formate da quattro nuclei. Ciò è indicato nella fig. 10, nella quale, come già abbiamo detto, la prima « serie verticale » di quattro nuclei indica la cifra 9; nella successiva serie verticale, i quattro nuclei si trovano rispettivamente nella condizione 1, 0, 1, 0 e indicano quindi la cifra 5, (1 + 0 + 4 + 0); nella terza « serie verticale », i quattro nuclei si trovano nella condizione 0, 1, 1, 0 e indicheranno quindi la cifra 6, (0 + 2 + 4 + 0).

In conclusione, le tre « serie verticali » formate ciascuna da quattro nuclei potranno memorizzare e rappresentare il numero 956. In generale, con queste tre serie verticali di quattro nuclei si potrà immagazzinare qualsiasi numero compreso tra 0 e 999, e cioè qualsiasi numero formato da tre cifre.

Da quanto detto sopra è evidente che per immagazzinare un numero di quattro cifre, occorreranno quattro nuclei in ogni piano di memoria; in generale, per immagazzinare un numero di **n** cifre, occorreranno, in ogni piano di memoria, n elementi oppure 4 x n elementi in una memoria di quattro piani.

Di solito, si affida ad una memoria non

Il conduttore « S » viene disposto diagonalmente nel piano della memoria.

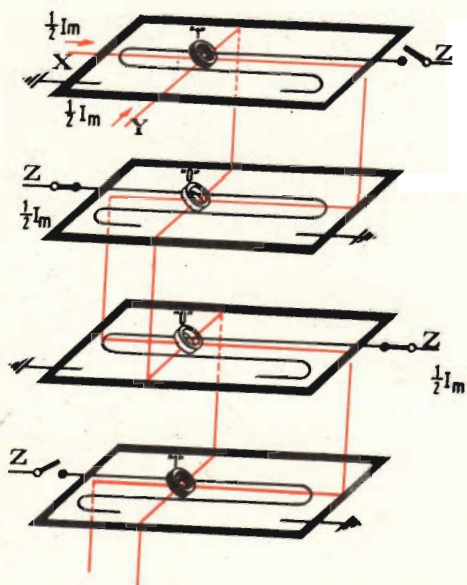



Fig. 11 - Come sono infilati i conduttori X, Y e Z negli anelli dei vari piani. Questi conduttori servono per la « scrittura » dell'informazione.

un numero solo, ma più numeri, per cui se una memoria può immagazzinare un massimo di **m** numeri ciascuno avente un massimo di **n** cifre, ogni piano di memoria conterrà m x n nuclei. Per esempio, un insieme di quattro piani di memoria, ciascuno formato da un numero di nuclei come quello indicato in fig. 7 potrà immagazzinare fino a quattro numeri, ciascuno formato da 5 cifre (oppure, cinque numeri, ciascuno formato da 4 cifre).

Come « viene scritta » una cifra decimale in codice binario

Il processo in base al quale una data informazione, nel nostro caso, una cifra decimale viene immagazzinata o « memorizzata », mediante un codice binario viene chiamato « scrittura » (writing-in). Sarà bene spiegare ora il meccanismo di questo processo.

Esso viene effettuato mediante tre dei quattro conduttori che passano attraverso il nucleo ad anello. Tali conduttori, sono quello contrassegnato con la lettera Y, quello con la lettera X e infine quello con la lettera Z.

Il conduttore Y è disposto in modo da passare sempre in una data direzione dentro ad un anello di ciascuno dei quattro piani di memoria; anche il conduttore X viene a sua volta infilato dentro un anello situato in ciascuno dei quattro piani di memoria; esso passando dentro ciascun anello forma un angolo di 90 gradi rispetto al conduttore Y; il conduttore Z infine attraversa ogni anello disposto in un particolare piano di memoria ed ha una direzione identica a quella del conduttore X (fig. 11).

Facciamo un esempio: « scriviamo » la cifra decimale 9 che, come abbiamo già visto, viene rappresentata nel codice binario, da un insieme di quattro nuclei magnetizzati in questo modo: 1, 0, 0 , 1.

In fig. 11 sono riportati schematicamente quattro nuclei, ciascuno disposto in uno dei quattro piani di memoria. Questi quattro nuclei dovranno essere « portati » rispettivamente nella condizione 1, 0, 0, 1. Nella figura sono indicati i conduttori X e Y e i quattro conduttori Z. Il circuito di

ogni conduttore Z, uno per ogni piano di memoria, viene controllato mediante un interruttore.

Supponiamo che tutti i nuclei si trovino nella condizione di magnetizzazione « 0 »; se ora inviamo simultaneamente attraverso i conduttori X e Y impulsi di corrente corrispondenti ai campi magnetizzanti + ½ H, tutti e quattro i nuclei si magnetizzeranno e si porteranno nella condizione « 1 ». Abbiamo visto però, che per « scrivere » la cifra decimale 9 è necessario che i due nuclei centrali rimangano nella condizione di magnetizzazione « 0 ». Ciò si ottiene molto facilmente facendo passare **contemporaneamente** nel conduttore Z dei due piani centrali un impulso di corrente corrispondente ad un campo magnetizzante — ½ H. Ciò è indicato in figura dalla posizione dei due interruttori posti nel circuito del conduttore Z.

È evidente quindi che i nuclei che si trovano rispettivamente nel primo e nell'ultimo dei quattro piani di memoria saranno soggetti ad un campo magnetizzante + ½ H prodotto dall'impulso fatto passare nel conduttore Y e contemporaneamente ad un campo magnetizzante + ½ H prodotto da un impulso inviato nel conduttore X; ciascuno di questi due nuclei sarà quindi sottoposto ad un campo magnetizzante complessivo del valore (+ ½ H) + (+ ½ H) = H, e verrà quindi a trovarsi nella condizione « 1 ». I due nuclei centrali sono soggetti ad un campo + ½ H prodotto dal conduttore Y, ad un campo + ½ H prodotto dal conduttore X e da un campo — ½ H prodotto dal conduttore Z; questi due nuclei saranno quindi soggetti ad un campo magnetico complessivo del valore (+ ½ H) + + (+ ½ H) + (— ½ H) = + ½ H, e pertanto non cambieranno la loro condizione primitiva che come abbiamo supposto era quella di « 0 ».

Come viene « letta » una data cifra (read-out)

Il processo mediante il quale si riottiene una data informazione applicata ad una memoria si chiama « lettura » (rea-

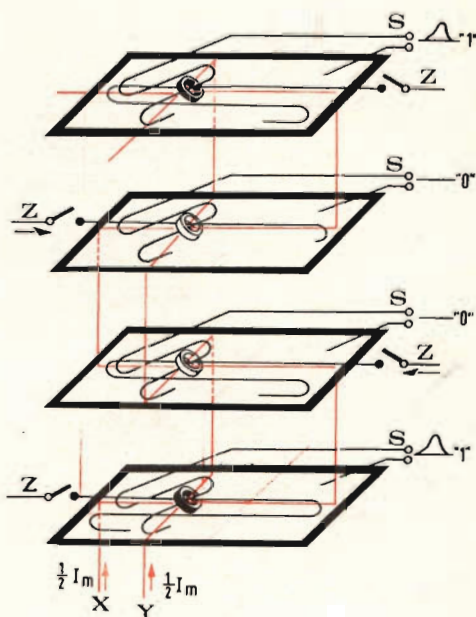



Fig. 12 - Disposizione dei conduttori X, Y, Z e S per la « lettura » dell'informazione.

Tutti i piani di memoria di uno « stack » vengono collegati opportunamente tra di loro.

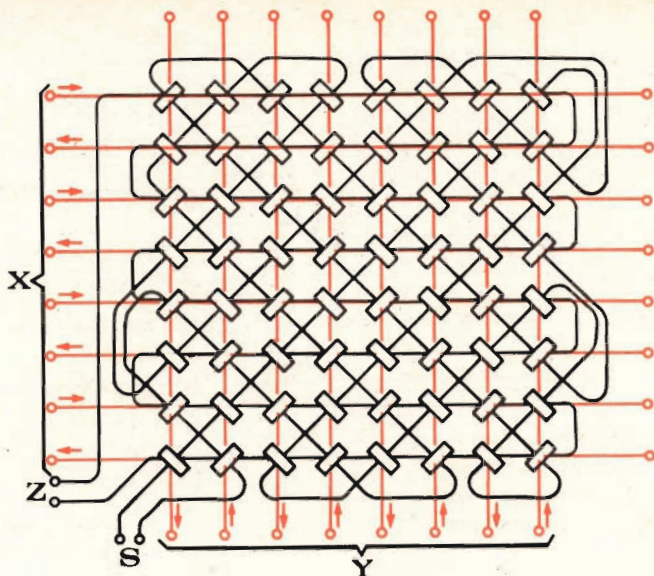
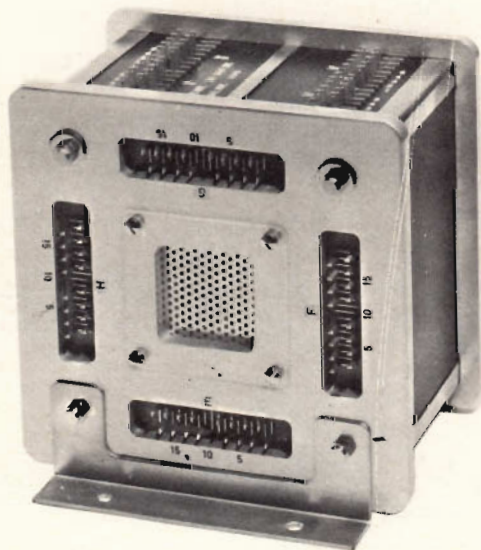



Fig. 13 - Schema di cablaggio completo di un piano di memoria.

ding-out). Essenzialmente si tratta di produrre un segnale elettrico corrispondente al segnale che è servito ad immagazzinare l'informazione.

Come appare uno « stack » di piani di memorie ultimato.

Come nel caso del « writing-in » anche qui occorrono tre conduttori, e cioè i conduttori X e Y e in questo caso, il conduttore S. Si ricordi che il conduttore S attraversa diagonalmente ogni anello di ciascun piano. Ogni piano è provvisto del conduttore S separato.

In fig. 12 è riportata ancora una serie di quattro piani di memoria, completi dei rispettivi conduttori; sono inoltre indicati quattro nuclei, ciascuno appartenente ad un piano di memoria, magnetizzati nella sequenza 1, 0, 0, 1 e rappresentanti quindi la cifra 9.

Il processo di « lettura » dell'informazione è basato sul fatto che, come opportuni impulsi di corrente inviati nei conduttori X e Y possono cambiare la condizione di magnetizzazione di un dato anello, così una variazione della magnetizzazione di questo anello può produrre un impulso di tensione nel conduttore S infilato in quell'anello. Pertanto, per rileggere una data cifra si invieranno nei conduttori X e Y impulsi di corrente corrispondenti ad un campo — ½ H. Tutti i nuclei saranno quindi soggetti ad un cam-

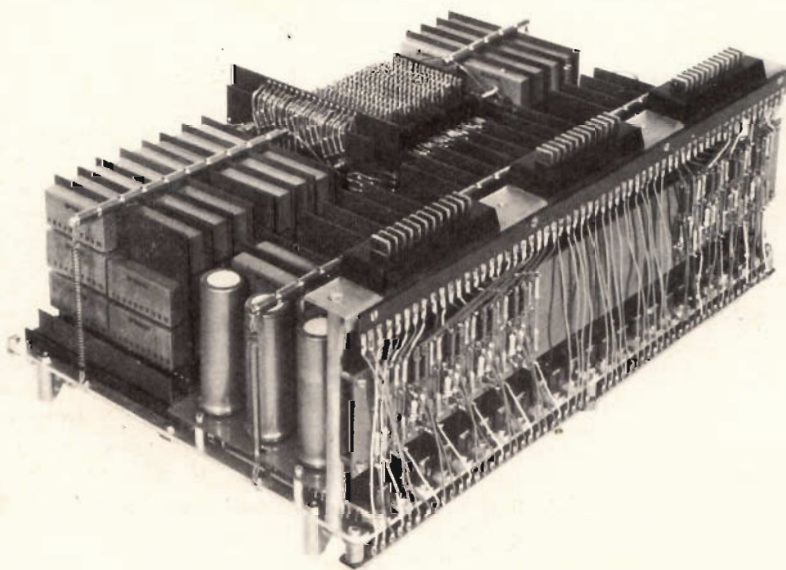
po formato da $(-\frac{1}{2}H) + (-\frac{1}{2}H) = -H$.

Quei nuclei quindi che originariamente si trovavano nella condizione « 1 » assumeranno la condizione « 0 », e ciò facendo **indurranno** nel conduttore S del corrispondente piano di memoria impulsi elettrici. Quei nuclei invece che già si trovavano nella condizione « 0 », varieranno di poco la loro magnetizzazione e produrranno quindi impulsi elettrici di ridotta intensità.

Una volta « rieletta » l'informazione nel modo innanzidetto, essa scompare e non rimane più nella memoria. Ad ogni modo, si può sempre disporre di opportune apparecchiature elettroniche in grado di « scrivere » o registrare nuovamente e immediatamente l'informazione che può in seguito essere impiegata per altri scopi.

Due tipici « stack » formati da piani di memorie paragonati ad una scatola di « svedesi ».

Schema completo di cablaggio di un piano di memoria

In fig. 13 è riportata la disposizione pratica dei nuclei costituenti un piano di memoria e il modo in cui i conduttori X, Y, Z e S sono infilati nei nuclei stessi. L'orientamento alternato dei nuclei è stato adottato per facilitare la costruzione

Una memoria magnetica comandata da « cambielement »: Tempo di ciclo lettura/scrittura = 10 μsec capacità = 500 parole, ciascuna di 50 « bit ».

Apparecchiatura per il controllo dei piani di memoria e degli « stack ».

della memoria dato che esso consente di infilare avanti e indietro nelle file dei nuclei, il conduttore Z e nello stesso tempo di infilare diagonalmente il conduttore S in tutti i nuclei del piano, in modo che i deboli impulsi di « interferenza » prodotti dai nuclei semiselezionati vengono cancellati.

Questa disposizione dei nuclei rende necessario fare in modo che la corrente degli impulsi di « scrittura » scorra in conduttori X e Y vicini in opposta direzione, come appunto indicato dalle frecce; solo così l'impulso inviato nel conduttore risulta di direzione opposta a quelli inviati nei conduttori X e Y.

Un formato abbastanza comune di un piano di memoria è quello composto da 64 file contenenti ognuna 64 nuclei. Per memorie più grandi vengono impiegati fino a 100 di simili piani.

Sono disponibili per le memorie nuclei di varia grandezza; la loro scelta dipende dal tempo richiesto per un ciclo completo di « scrittura-lettura ».

(Da " Magnetic core memories ")

Un inventore di Nuova York ha brevettato un apparecchio radio tascabile che permette di aprire la porta di casa senza bisogno di chiavi. Si tratta di un minuscolo apparecchio che riflette due segnali su differenti lunghezze d'onda, emesse da un trasmettitore collegato con la serratura. Quando si gira la maniglia della porta, comincia l'emissione dei segnali, che vengono riflessi dalla radio tascabile, senza che nemmeno occorra estrarla di tasca o dalla borsetta, e nemmeno toccarla. Se i segnali corrispondono a quelli della serratura, scatta una molla e la porta si apre.

RICEVITORE FM STEREO

Ai nostri lettori, amanti della buona musica non dispiacerà questa breve descrizione della sezione B.F. di un apparecchio di classe prodotto dalla Siemens, e cioè il « Klangmeister 50 ».

La sezione R.F. e F.I. è equipaggiata con valvole. Lo stereodecoder e la sezione B.F. sono completamente transistorizzati. All'ingresso della sezione B.F. abbiamo degli stadi adattatori di impedenza richiesti dall'impiego di pick-up, magnetofoni, microfoni, ecc. Così nel canale destro abbiamo T_8 e T_9 montati in circuiti « emitter follower » che portano l'impedenza d'ingresso a circa 500 kΩ. Dove è stato possibile si è usato l'accoppiamento in c.c. i cui vantaggi sono buona risposta alle frequenze molto basse, assenza di rotazione di fase, ecc.

I transistori impiegati negli stadi trasformatori di impedenza e pilota posseggono basso fruscio e elevato fattore di amplificazione (125-250).

Per la simmetria dei canali serve il potenziometro R_{91}. Lo stadio che pilota il finale in controfase è equipaggiato con il transistore T_{10} (AF 118) in un circuito con « emettitore comune »; è dimensionato in modo da funzionare entro una vasta gamma di ampiezza dei segnali tutto a vantaggio della potenza di uscita.

Lo stadio finale

I transistori T_{11} e T_{12} (AC 127 e AC 152) funzionano da invertitori di segnale per lo stadio finale in controfase equipaggiato con i transistori T_{13} e T_{14} (2 x AD 150). La rotazione di fase si ottiene prelevando il segnale dall'emettitore di T_{12} e dal collettore di T_{11} mentre questi due stessi transistori vengono pilotati in base con uno stesso segnale attraverso il termistore R_{97}.

I transistori finali, agli effetti della tensione continua, risultano collegati in serie

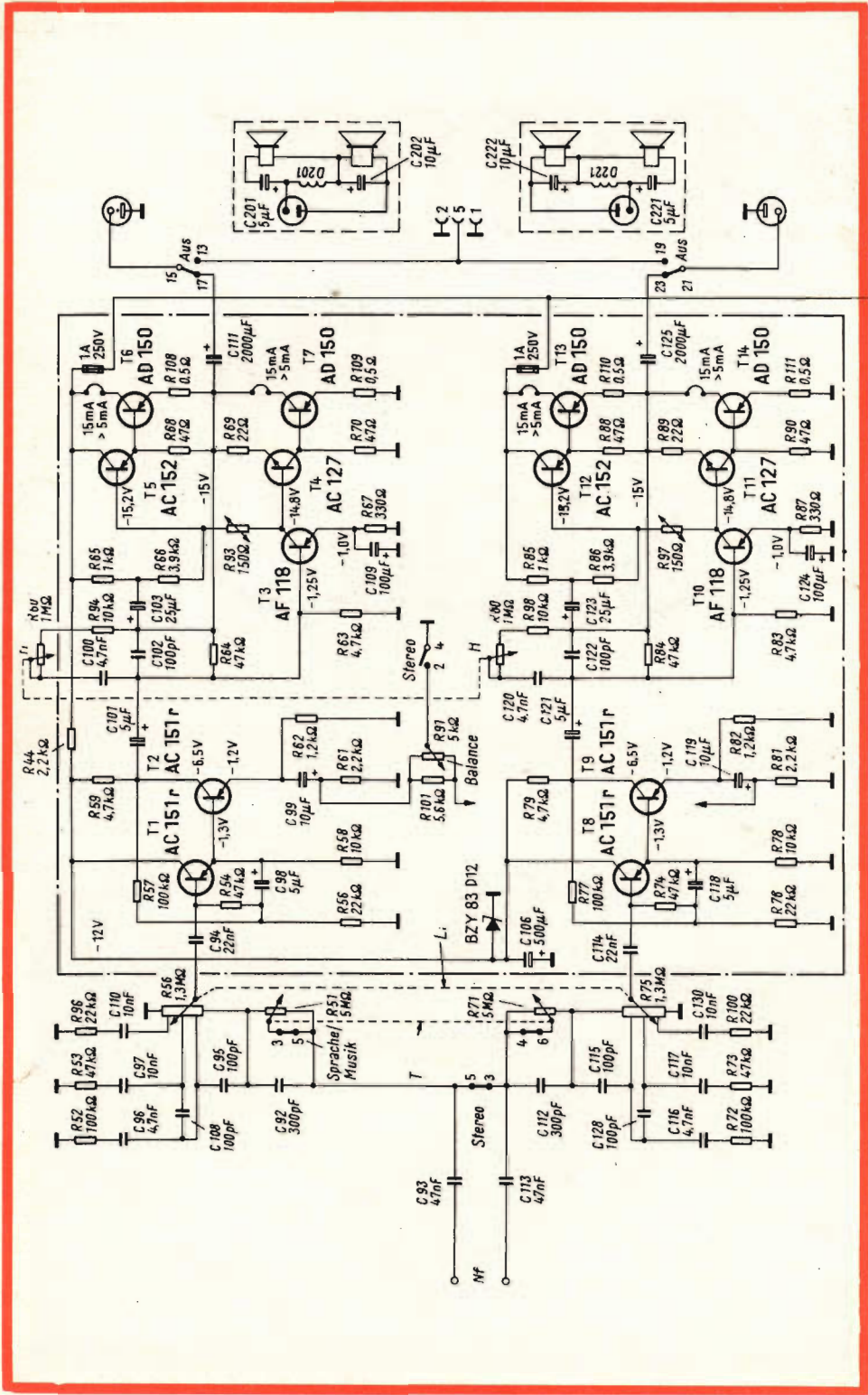



Fig. 1 - Schema elettrico della sezione B.F. del ricevitore FM stereo Klangmeister 50 (RS 50). In alto è il canale sinistro, in basso il canale destro. T = bassi; H = alti; L = volume.

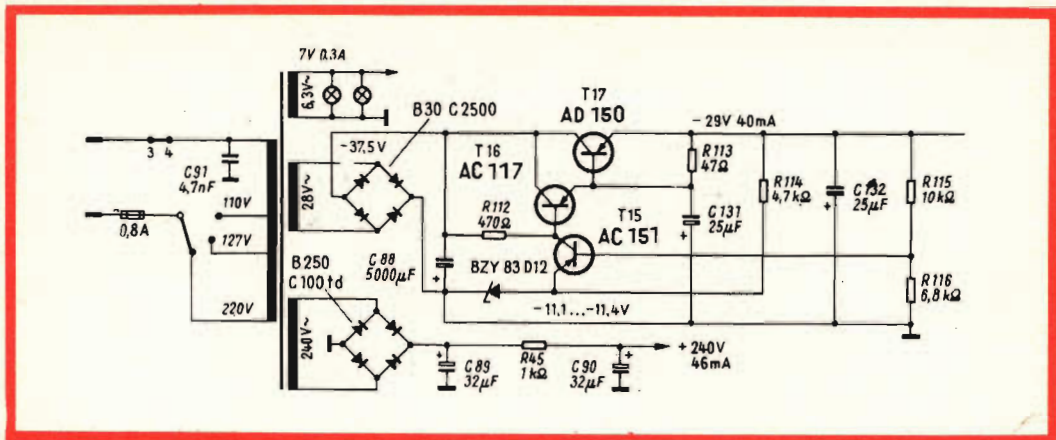



Fig. 2 - Sezione alimentatrice, con circuito di stabilizzazione.

e sono collegati direttamente (in c.c.) allo stadio invertitore di fase. I transistori T_{12} e T_{13} provvedono ad amplificare la semionda negativa del segnale dato che, in forza della posizione del punto di lavoro del funzionamento in classe B (corrente di riposo del transistore finale = 20 mA) e del tipo di transistore NPN, solo le tensioni che si dirigono verso il negativo possono effettuare il pilotaggio del transistore.

Viceversa nei transistori T_{11} e T_{14}, a causa del tipo NPN (T_{11}), solo le semionde positive del segnale sono in grado di pilotare il transistore T_{14}.

Entrambi i rami amplificatori T_{11}/T_{14} e T_{12}/T_{13} sono quindi alternativamente bloccati e lasciano quindi passare solo il segnale adatto. Portando a massa la corrente del segnale attraverso il condensatore C_{125} e l'altoparlante (partendo dal punto di collegamento dell'emettitore di T_{13} e del collettore T_{14}), avverrà che il segnale prima scomposto si ricomporrà e nell'altoparlante passerà l'onda completa del segnale. L'altoparlante viene infatti alimentato alternativamente da T_{13} e T_{14} in quanto la corrente della semionda negativa del segnale circola dall'emettitore di T_{13}, attraverso il gruppo R_{110}/C_{125} e la bobina mobile e poi si chiude a massa mentre la semionda positiva della corrente parte dal collettore di T_{14} e si chiude a massa attraverso il condensatore C_{125} e la bobina mobile.

Il punto di lavoro dei due transistori finali è stabilizzato dal termistore R_{97}. Per ottenere una buona simmetria di funzionamento dello stadio finale è necessario che tanto i transistori invertitori quanto quelli finali siano selezionati a coppie.

Stabilizzazione della tensione

Per avere una potenza d'uscita di 2 x 20 W e una distorsione dell'1 % con 14 W è necessario che la tensione sia stabilizzata. Ciò è ottenuto dai transistori, T_{15} (AC 151), impiegato come amplificatore della tensione di regolazione, da T_{16} (AC 117) impiegato come pilota ed infi-

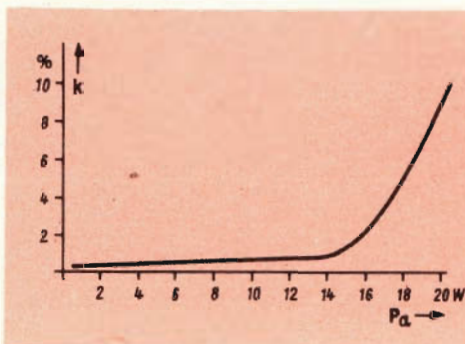



Fig. 3 - Distorsione in funzione della potenza di uscita. (Misurata su un carico fittizio di 4 Ω e segnale di 1 kHz).

ne da T_{17} (AD 150) usato come regolatore di corrente in serie. Compito del transistore T_{15} è quello di fissare il punto di lavoro di T_{16} e T_{17} in modo che all'uscita (emettitore di T_{17}) si abbia una tensione costante di — 29 V. Il transistore T_{15} riceve la sua tensione di base dal partitore $R_{115}/_{116}$; questa tensione segue tutte le variazioni della tensione di alimentazione prodotte dal carico o dalla tensione di rete. Essa si trova sempre in un determinato rapporto rispetto alla tensione di alimentazione di — 29 V e a quella del diodo Zener BZY 83 D 12.

Per esempio, se la tensione base-emettitore del transistore T_{15} diventa più piccola, la sua tensione di collettore aumenterà verso massa e corrispondentemente la tensione di base dell'AC 117 aumenterà.

Elevata tensione di base di T_{16}, significa maggior corrente di collettore che, a sua volta si traduce in una più elevata tensione di base di T_{17}. A sua volta, l'aumento della tensione di base di T_{17} fa diminuire la resistenza emettitore-collettore di T_{17} e quindi la caduta di tensione agli estremi di questi elettrodi. Conclusione: questo transistore si comporta come un resistore posto in serie alla tensione di alimentazione. Il circuito fa sì che ad ogni variazione del carico o della tensione di rete esso possa variare la sua resistenza in modo da riportare la tensione di alimentazione al valore nominale stabilito.

Ciò nonostante, per stabilizzare ulteriormente la tensione durante i picchi di massima potenza viene impiegato il diodo Zener BZY 83 D 12, dal quale viene prelevata la tensione di alimentazione di T_1, T_2, T_8 e T_9.

(Da « Funkschau ») **L. C.**

CLASSIFICAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI

È essenziale avere una visione panoramica di tutti i tipi di amplificatori (a valvola e a transistori) impiegati dalla moderna tecnica elettronica. Questa suddivisione funzionale sarà molto utile al tecnico riparatore e progettista in quanto di ogni tipo viene fornita una definizione che ne precisa i limiti e gli scopi.

Abbiamo visto in precedenza che gli amplificatori possono suddividersi in due grandi categorie:

a) amplificatori di tensione

b) amplificatori di potenza.

A loro volta, ciascuno di questi due tipi, possono avere ulteriori suddivisioni a seconda del loro impiego particolare e quindi dei circuiti di cui sono formati.

Suddivisione in base alla frequenza del segnale da amplificare

In base alla frequenza del segnale da amplificare, o meglio alla gamma di frequenze da amplificare abbiamo:

a) **Amplificatori audio o b.f.**

Sono gli amplificatori destinati ad amplificare i segnali audio o udibili, e quindi vengono impiegati nei radioricevitori, negli amplificatori b.f., e in genere, in tutte quelle apparecchiature destinate alla riproduzione della musica o della parola. Se si tratta di amplificare solo la parola, gli amplificatori potranno avere una larghezza di banda compresa tra 400 e 4000 Hz. Quando invece si desidera una buona riproduzione anche della musica, la banda dovrà estendersi da 50 a 5000 Hz. Per riproduzioni infine di « alta fedeltà », la gamma dei segnali da amplificare si estenderà da 20 a 20.000 Hz. Naturalmente, questi estremi di gamma non vanno ritenuti « un vangelo ». Sono valori puramente indicativi per gli impieghi citati. Per esempio, 20.000 Hz si deve considerare un limite estremo in quanto poche persone riescono a percepire un segnale con frequenza di 16.000 Hz.

b) **Amplificatori video**

Sono gli amplificatori impiegati nei televisori, sui radar, e in generale, in tutte

quelle apparecchiature elettroniche destinate alla riproduzione di immagini. La gamma delle frequenze dei segnali amplificati è molto più estesa di quella degli amplificatori audio. Per questo motivo, questi amplificatori vengono chiamati anche amplificatori « a larga banda ». Per l'impiego in televisori, tali amplificatori devono poter amplificare una banda di frequenze compresa tra 30 Hz e 5 MHz circa. In alcuni tipi di amplificatori destinati agli oscilloscopi, ai radar e ad altre apparecchiature funzionanti con impulsi, la banda dei segnali amplificati si estende verso le alte frequenze oltre il limite indicato per la televisione.

c) **Amplificatori di impulsi**

Sono amplificatori con caratteristiche identiche a quelle degli amplificatori video. Molte volte infatti un nome è usato al posto di un altro. Di solito, il termine « video » è usato per gli amplificatori destinati alla riproduzione delle immagini; mentre gli amplificatori di impulsi vengono usati nelle apparecchiature per impieghi professionali e industriali.

d) **Amplificatori di radio frequenza (R.F.)**

Di solito, questi amplificatori vengono usati per amplificare una stretta banda di frequenze situate da una parte e dall'altra di una frequenza media chiamata « portante». Per esempio, in un radioricevitore, l'amplificatore R.F. può essere accordato per ricevere un segnale con frequenze di 1200 kHz ± 5 kHz. In un radioricevitore per FM, la banda delle frequenze amplificate può essere invece ±100 kHz intorno ad una portante con frequenza di 100 MHz. Questi amplificatori impiegano dei circuiti L-C che si accordano o risuonano sulla frequenza « media » desiderata.

e) **Amplificatori della frequenza intermedia (F.I.)**

Anche questi amplificatori impiegano circuiti accordati e risonanti, e vengono usati per amplificare una banda relativamente stretta di frequenze situate da una parte e dall'altra di una frequenza intermedia o portante. In realtà, sono anch'essi amplificatori R.F. Il termine « frequenza intermedia » è stato dato, in quanto nel ricevitore dove essi sono impiegati, si trovano altri tipi di amplificatori destinati ad amplificare frequenze più basse (B.F.) e frequenze più alte (R.F.). Gli amplificatori della frequenza intermedia (F.I.) si trovano in tutti i ricevitori « tipo supereterodina » sia che essi siano radioricevitori o televisori. Nei radioricevitori il valore comune per questa frequenza intermedia è circa 456 kHz. Valori comuni per la frequenza intermedia usata nei radioricevitori FM e nei televisori sono 10,7 MHz e 44 MHz rispettivamente.

Nei ricevitori UHF, la F.I. impiegata ha un valore approssimato di 50 MHz.

f) **Amplificatori per correnti continue**

La maggior parte degli amplificatori sono chiamati ad amplificare solo tensioni alternate. Molte volte però è necessario amplificare tensioni continue, oppure tensioni con forma d'onda complessa avente una componente continua. A ciò servono gli amplificatori in C.C.. Di solito, questi amplificatori amplificano anche tensioni alternate. Siccome però tali amplificatori sono molto costosi, e molto critici per il progetto e per la messa a punto, vengono usati solo quando si devono amplificare esclusivamente tensioni continue.

Per « selezionare » il valore medio della portante e **la stretta banda di frequenze** che si trovano ad entrambi i lati della portante, gli amplificatori R.F. e F.I. impiegano circuiti accordati. Per questo motivo, questi amplificatori vengono chiamati anche **amplificatori a circuito accordato o a circuito risonante.** Tutti gli altri tipi di amplificatori cui abbiamo accennato prima (audio, video, per impulsi, per correnti continue) amplificano in realtà, **uno spettro di frequenze continuo** che va da 0 (per gli amplificatori C.C.) alla più elevata frequenza da amplificare. Siccome questi amplificatori non impiegano circuiti accordati, vengono chiamati **amplificatori non accordati** oppure non selettivi o non risonanti.

TRANSISTOR APPOSITAMENTE PROGETTATI PER L'IMPIEGO NEI CIRCUITI DEI TELEVISORI

Selettore UHF 2 x AF 186
Amplificatore F.I. audio AF 115
Discriminatore 2 x AA 119
Gruppo 40809
Rivelatore video OA 90
Selettore VHF AF 180 2 x AF 178
Amplificatore F.I. AF 181 3 x AF 179
Amplificatore video AF 115 AF 118 (BF 109)
5 A 28 W
Amplificatore C.A.G. AC 127
Rivelatore C.A.G. AC 127
Separatore sincronismi OC44
Sincronismo quadro AC 127
Oscillatore quadro AC 127
Pilota quadro AC 127
Finale quadro AD 149
Amplificatore sincronismi AC 130
Rivelatore di fase AC 130
Oscillatore riga AC 128
Pilota riga AC 128
Finale riga AU 103 BY 118
Alimentatore video BYX 10
Tensione per griglia schermo cinescopio BYX 10

Nei radioricevitori, nei magnetofoni, negli amplificatori di bassa frequenza, nelle protesi auditive, il transistor ha ormai mostrato in pieno la sua utilità. L'impiego nei circuiti per TV pone problemi specifici completamente nuovi. I laboratori di ricerca e di sviluppo della Philips hanno realizzato una serie di transistor che risolvono brillantemente questi problemi. Ciascuno di questi transistor, chiamati **TVistor,** è stato appositamente progettato per soddisfare le esigenze dei circuiti dei televisori.

La produzione di questa serie di transistor è stata possibile grazie ai decisivi progressi raggiunti dalla Philips nella ormai sperimentata tecnica di formazione delle giunzioni mediante processo di lega e di diffusione.

PHILIPS

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TEL. 6994

Suddivisione in base al dispositivo amplificatore impiegato

Al riguardo esistono attualmente due grandi classificazioni, amplificatori a valvola e amplificatori a transistori. Per il momento non ci occuperemo degli amplificatori « maser » e di quelli « magnetici ».

A loro volta ognuna di queste classificazioni viene suddivisa a seconda del tipo di transistore o di valvola (triodo o pentodo) impiegati.

Suddivisione in base al tipo di accoppiamento tra i vari stadi

L'uscita di qualsiasi amplificatore può essere applicata o ad un altro stadio amplificatore (amplificatori in cascata) oppure al dispositivo finale che deve essere messo in funzione (altoparlante, relè, eccetera). Nell'uno e nell'altro caso, è necessario che l'uscita dello stadio sia « accoppiata » nel migliore dei modi al suo « carico ». Per questo, gli amplificatori vengono ulteriormente classificati in base al « circuito di accoppiamento » usato.

Tra i circuiti di accoppiamento più usati abbiamo:

1) il tipo R.C. (a resistenza e capacità)

2) il tipo a impedenza

3) il tipo a trasformatore

4) il tipo « diretto ».

In seguito tratteremo molto diffusamente ciascuno di questi tipi di accoppiamento.

Possiamo però subito dire, che l'accoppiamento mediante resistenza e capacità (R.C.) e l'accoppiamento diretto (C.C.) vengono usati negli amplificatori con carico non costituito da un circuito oscillante, mentre l'accoppiamento mediante impedenza o trasformatore può essere impiegato in amplificatori « accordati o non accordati ». Inoltre, gli ultimi tre tipi di accoppiamento possono essere usati sia in amplificatori di tensione che in amplificatori di potenza; l'accoppiamento mediante R.C. non può mai essere usato in amplificatori di potenza.

Classificazione in base al periodo di conduzione del dispositivo amplificatore

Un altro importante criterio di **classificazione** degli amplificatori è costituito dalla **durata del periodo di conduzione del dispositivo amplificatore** (valvola o transistore) **in relazione ad un ciclo del segnale applicato all'ingresso.**

Sotto questo aspetto gli amplificatori possono essere suddivisi in quattro categorie:

1 - **Amplificatore in classe A.** In questi, la corrente anodica (la corrente di collettore, in un transistore), circola nel dispositivo amplificatore **per tutto** il ciclo del segnale d'ingresso.

2 - **Amplificatore in classe AB.** La corrente scorre per meno di un ciclo completo ma, comunque, per più di 180° (cioè, per più di mezzo ciclo).

3 - **Amplificatori in classe B.** La corrente scorre per circa mezzo ciclo del segnale applicato all'ingresso.

4 - **Amplificatori in classe C.** La corrente scorre per un tempo notevolmente inferiore a mezzo ciclo del segnale applicato all'ingresso.

Negli amplificatori a valvola, la suddetta classificazione può essere ancora suddivisa mediante le cifre 1 e 2 discendenti. In particolare, la cifra 1 discendente indica che non scorre corrente di griglia, mentre la cifra 2 discendente indica che durante una porzione di ciclo del segnale d'ingresso scorre una certa corrente di griglia.

La classe A, raramente viene usata con corrente di griglia; mentre per avere un buon rendimento delle classi B e C è **necessaria** una certa corrente di griglia.

Conclusione: la classe A, anche senza il discendente significa A_1, mentre le classi B e C senza discendenti significano in realtà un funzionamento B_2 e C_2 rispettivamente. Più avanti in questa rubrica vedremo la ragione di ciò, quando ci addentreremo nella spiegazione di questi fondamentali circuiti.

SINTONIZZATORE DI ALTA QUALITÀ A TRANSISTORI

Parte II

Concludiamo con questo articolo la descrizione del sintonizzatore FM, illustrando gli stadi amplificatori di frequenza intermedia e rivelatore. Descriviamo inoltre il procedimento per l'allineamento dei vari stadi che compongono il circuito. Anche degli stadi descritti in questo articolo, oltre allo schema elettrico diamo, per maggior semplicità, lo schema di cablaggio.

Amplificatore FI

Lo stadio amplificatore FI impiega tre stadi convenzionali collegati ad emettitore comune, e trasformatori a doppia sintonia sono usati per ottenere il miglior compromesso fra la linearità della curva di risposta nel filtro passa banda e la selettività del canale vicino. La larghezza di banda superiore richiesta nell'amplificatore FI è ± 100 kHz a — 3 dB e ± ± 300 kHz a — 40 dB.

Questo può essere fatto usando tre trasformatori a doppia sintonia ad accoppiamento critico aventi entrambi una larghezza di banda di 100 kHz a — 1 dB. Per ottenere questa larghezza di banda a 10,7 MHz ogni bobina richiede un fattore di qualità Q di 52.

L'uso dei circuiti ad accoppiamento critico semplifica il procedimento di allineamento e permette di compiere l'allineamento con un solo generatore di frequenza. In pratica, comunque, è consigliabile usare un generatore sweep per l'allineamento in quanto i transistori ad alto guadagno possono causare nei trasformatori un leggero sovraccoppiamento.

Il guadagno ottenibile senza neutralizzazione è 20-75 dB. Questo valore ci assicura che non c'è induttanza di fuga associata con i trasformatori FI. In pratica, comunque, si deve tener conto di una reattanza di fuga di circa 4 Ω riferita alla presa del secondario, e per ovviare all'effetto di questa sulla stabilità dell'amplificatore, gli stadi sono progettati per un guadagno di 20 dB.

Per ottenere questo guadagno e il fattore di qualità di 52 richiesto, si richiede un fattore di qualità di 68,4 non smorzato con un condensatore di accordo di 180 pF. Questo valore di capacità si applica ai primari dei trasformatori. Un valore simile potrebbe essere usato sui secondari, ma per rendere minima l'induttanza di fuga, il valore sul secondario è aumentato a 470 pF e la presa sul secondario è regolata per dare un rapporto di 6,46 : 1 per le spire totali del primario alla presa del secondario. In aggiunta al-

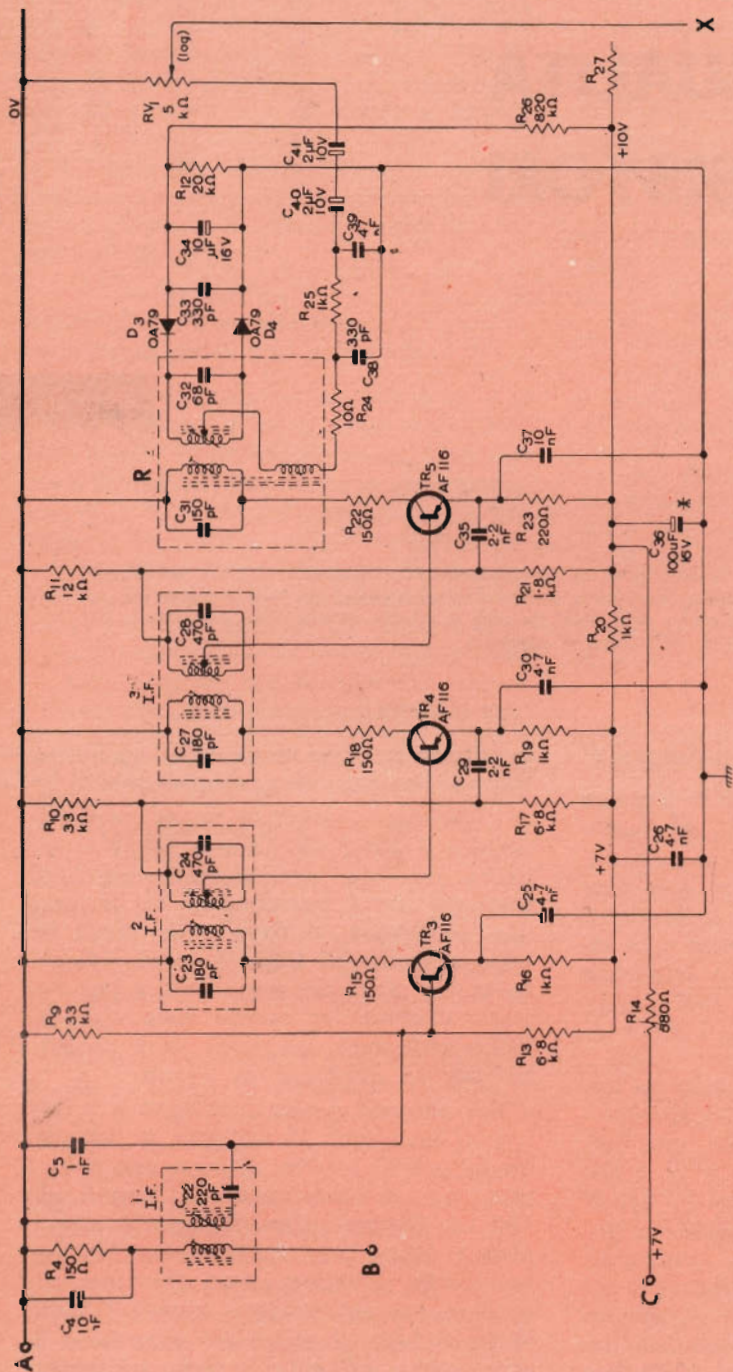



Fig. 5 - Schema elettrico degli stadi amplificatori a frequenza intermedia; R = rivelatore a rapporto; X = all'amplificatore di bassa frequenza

Resistori

Tutti i resistori sono da 1/8 W, ± 10%

R_4 = 150 Ω	R_{11} = 12 kΩ	R_{17} = 6,8 kΩ
R_9 = 33 kΩ	R_{12} = 20 kΩ	R_{18} = 150 Ω
R_{10} = 33 kΩ	R_{13} = 6,8 kΩ	R_{19} = 1 kΩ
	R_{14} = 680 Ω	R_{20} = 1 kΩ
	R_{15} = 150 Ω	R_{21} = 1,8 kΩ
	R_{16} = 1 kΩ	R_{22} = 150 Ω

R_{23} = 220 Ω
R_{24} = 10 Ω
R_{25} = 1 kΩ
R_{26} = 820 kΩ
R_{27} = dipende dalla tensione di alimentazione
RV_1 = 5 kΩ potenziometro logaritmico

Condensatori

Tutti i condensatori sono di tipo ceramico-tubolare, salvo diversa specificazione.

C_{22} = 220 pF
C_{23} = 180 pF
C_{24} = 470 pF
C_{25} = 4,7 nF
C_{26} = 4,7 nF
C_{27} = 180 pF
C_{28} = 470 pF
C_{29} = 2,2 nF
C_{30} = 4,7 nF
C_{31} = 150 pF
C_{32} = 68 pF
C_{33} = 330 pF Polistirene
C_{34} = 10 μF, 16 V Elettrolitico
C_{35} = 2,2 nF
C_{36} = 100 μF, 16 V Elettrolitico *
C_{37} = 10 nF
C_{38} = 330 pF Polistirene
C_{39} = 47 nF Poliestere
C_{40} = 2 μF, 16 V Elettrolitico
C_{41} = 2 μF, 10 V Elettrolitico

* Il valore di C_{36} dovrebbe essere sufficiente per disaccoppiare la linea positiva dall'amplificatore di bassa frequenza in modo che la tensione residua da picco a picco sia di 25 mV.

Transistori

TR_3, TR_4, TR_5 = AF116

Diodi

D_3, D_4 = OA79

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DEI TRASFORMATORI

Tabella 2 - Trasformatori FI

I tre trasformatori FI sono avvolti a spire serrate su un supporto tipo Aladdin (PP 5938) con superficie piatta, tipo PP 5939; montati in contenitori di alluminio di tipo standard di 480,25 mm².

	1° trasfor. FI	2° e 3° trasfor. FI
Primario Q_0	75	65
Primario Q_W	52	52
Secondario Q_0	65	65
Secondario Q_W	52	52
Condensatore di accordo (pF) del primario	68	180
Rapporto spire dell'avvolgimento primario al collegamento secondario	10: 1 *	6,46: 1 **
Spire avvolgimento primario	23	10
Spire avvolgimento secondario	11	6 ***
Diametro del filo (mm)	0,274	0,274
Spaziatura fra la bobina (mm)	7	7
Nucleo	Neosid 900	Neosid 900

* Accoppiamento critico quando il primario viene caricato con 40 kΩ e la presa del secondario con 590 Ω (k = 0,019).

** Accoppiamento critico quando il primario viene caricato con 25 kΩ e la presa del secondario con 590 Ω (k = 0,019); reattanza di fuga riferita alla presa del secondario minore di 4 Ω a 10,7 MHz.

*** Presa a 1½ spire dal lato di massa.

Tabella 3 - Trasformatore del rivelatore a rapporto

Il trasformatore del rivelatore a rapporto è avvolto su un supporto Neosid tipo 5000 B/GE e posto in un contenitore schermato di Neosid tipo D/TV1, AL1. Il fattore di accoppiamento nel circuito è di 0,7 quando il primario è caricato con 5 kΩ, il secondario con 10 kΩ e il terziario a circuito aperto.

	Prim.	Secondario	Terz.
Condensatore di accordo (pF)	150	68	—
Q_0	95	110	—
Q_W	35	—	—
Spire	13	$15^1/_8+15^1/_8$ *	$5^5/_8$ **
Diametro del filo (mm)	0,274	0,274	0,274
Filo		Rame smaltato	
Nuclei	Neosid 900	Neosid 900	—

* Avvolgimento bifilare.

** Interavvolto al lato di massa.

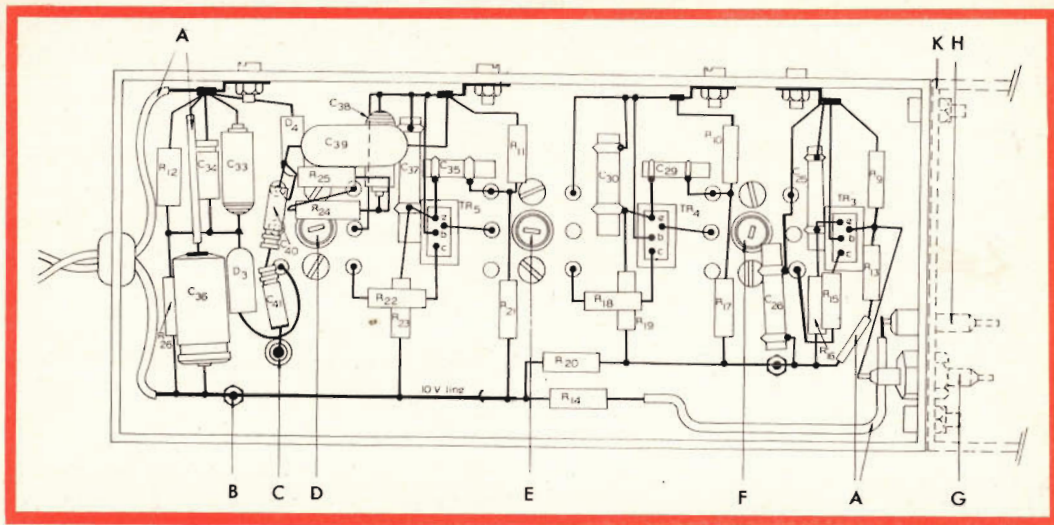



Fig. 6 - Schema di cablaggio dello stadio FI; A = isolante; B = terminale isolato; C = spinotto coassiale d'uscita; D = rivelatore a rapporto; E = 3° trasformatore FI; F = 2° trasformatore FI; G = al condensatore C_5; H = boccola passante di alimentazione; K = telaio del sintonizzatore da 100 MHz.

l'impiego di un elevato valore della capacità di sintonia sul secondario per ridurre l'induttanza di fuga, i terminali di collegamento della bobina devono essere tenuti più corti possibile. Di conseguenza questa precauzione è necessaria nella costruzione dei trasformatori, precauzioni simili saranno necessarie nel cablaggio del circuito. Le considerazioni sopraindicate si applicano anche al secondo e terzo trasformatore FI in quanto essi funzionano con transistori simili.

Il primario del primo trasformatore FI, comunque, è alimentato dallo stadio miscelatore, e le considerazioni sulla stabilità in questo stadio sono meno severe a 10,7 MHz. È possibile aumentare l'impedenza del primario del primo trasformatore FI e ottenere un migliore accoppiamento di potenza alla resistenza d'uscita del miscelatore, in modo da ottenere un guadagno più elevato. Questo è richiesto dall'aumento del fattore di qualità Q non smorzato della bobina a 90 e riducendo la capacità di accordo a 68 pF. Il fattore di qualità Q in funzionamento, e quindi la sua larga banda, è lo stesso per le restanti bobine.

Rivelatore a rapporto

Il rivelatore a rapporto dato in fig. 5 eroga un valore relativamente alto di potenza audio. Il progetto convenzionale asimmetrico è adottato a causa della bassa resistenza di uscita di bassa frequenza.

Il primario del trasformatore del rivelatore a rapporto è progettato in modo che il carico del collettore per il secondo trasformatore FI dà la massima potenza di trasferimento ai valori dati della tensione di emettitore e di collettore. L'induttanza del primario, la capacità di accordo e il fattore di qualità Q sono stati scelti per assicurare un fattore di stabilità non inferiore a 4 per lo stadio finale sotto tutte le condizioni di segnale possibile. L'impedenza della sorgente presentata ai transistori finali di FI per questo fattore di stabilità di 4 dovrebbe essere di 128 Ω.

Il fattore di accoppiamento fra gli avvolgimenti del primario e del secondario è 0,7 con la tensione del terziario uguale alla metà della tensione del secondario. Questo fattore è derivato dalle resistenze di carico del primario e del secondario di 4,7 kΩ e 10 kΩ rispettivamente. Con ten-

sioni del primario di E_1 e E_2 rispettivamente per condizione di sintonia e non sintonia della bobina del secondario, il fattore è dato da $[(E_1 - E_2)/E_1]^{1/2}$. Il valore di 0,7 provvede a un buon compromesso fra una bassa distorsione, una buona reiezione AM e un'alta potenza di trasferimento. La presa centrale sul circuito del secondario deve essere al centro elettrico del circuito, che deve essere ad una distanza apprezzabile dal centro fisico.

Questa differenza è ovviata usando un avvolgimento bifilare per il secondario. La larghezza di banda del rivelatore a rapporto dovrebbe essere di circa 320 kHz. Essa potrebbe essere regolata variando il fattore di qualità Q a carico Q_W, dell'avvolgimento secondario. Se si fa questo, può essere necessario regolare di nuovo il numero delle spire nell'avvolgimento terziario per dare il migliore rapporto di reiezione AM/FM per segnali forti. Per migliorare il rapporto di reiezione AM/FM per segnali deboli i diodi vengono polarizzati con una corrente di circa 5 μA derivata dalla linea di alimentazione per mezzo di un resistore da 820 kΩ. I valori del condensatore di bypass del terziario di RF e del resistore in serie sono stati selezionati sperimentalmente per dare la migliore linearità di risposta AM in presenza della limitazione.

Il filtro di deenfasi (50 μs) consiste di un condensatore da 47 nF, C_{39} e da una resistenza in serie da 1 kΩ, R_{25}. La deviazione richiesta per una corrente audio di 25 μA su un carico di 5 kΩ è di circa 17 kHz.

La variazione della distorsione armonica di BF del rivelatore a rapporto con un segnale d'ingresso d'antenna è rappresentata in fig. 8. La distorsione è misurata per una frequenza portante modulata con un segnale di 1 kHz e una deviazione di 75 kHz; nella stessa figura viene rappresentata la variazione del rapporto di reiezione AM/FM del rivelatore a rapporto con il segnale d'ingresso. Il rapporto è misurato con una frequenza portante modulata con un segnale di 400 Hz e una deviazione di 22,5 kHz e ampiezza modulata con un segnale di 1 kHz e una profondità di modulazione del 30%. Il rapporto di reiezione è definito come rapporto della totale frequenza d'uscita AM non desiderata con la frequenza di uscita FM.

Alimentazione

Il sintonizzatore richiede una alimentazione di 10 V, 10 mA CC impiegante un sistema con negativo a massa. La sorgente di potenza dipende di solito dall'applicazione del sintonizzatore.

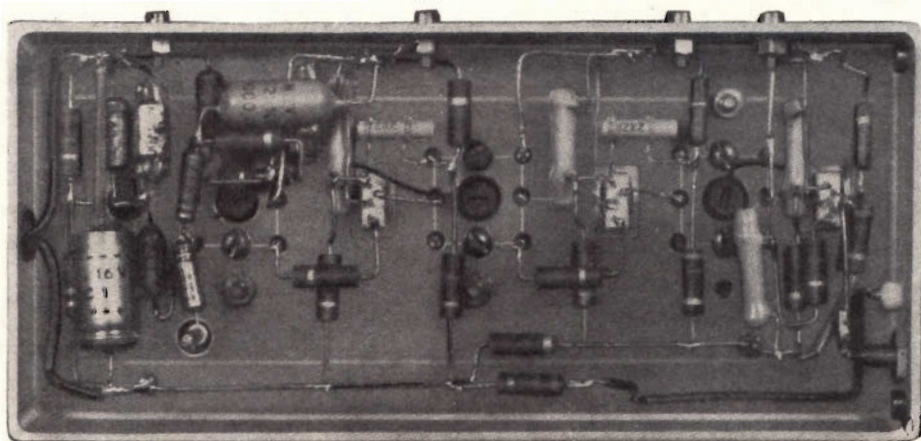



Fig. 7 - Esempio di realizzazione pratica dello stadio FI.

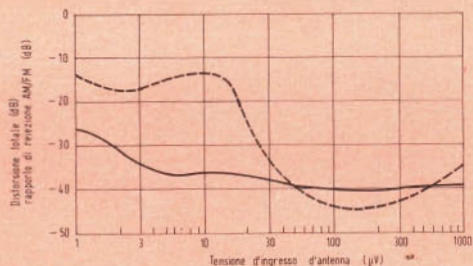



Fig. 8 - Curve caratteristiche della distorsione totale con deviazione di 75 kHz (tratto continuo) e della reiezione AM/FM con deviazione di 22,5 kHz e una modulazione del 30% (tratto discontinuo) misurata in funzione delle tensioni d'ingresso d'antenna.

PROCEDIMENTO DI ALLINEAMENTO

Allineamento degli stadi FI

Inizialmente, tutti i nuclei dei trasformatori dovrebbero essere fuori dai supporti. Un segnale da 10,7 MHz viene applicato attraverso un piccolo condensatore (100-1000 pF) alla base dell'ultimo transistore di FI, TR_6. Il nucleo del trasformatore del rivelatore a rapporto viene poi girato finché si ottiene una tensione CC di uscita massima, attraverso la resistenza R_{12} da 20 Ω del carico del rivelatore.

In seguito, il segnale di prova viene applicato alla base del secondo transistore di FI, TR_4, e il terzo trasformatore FI è sintonizzato per dare l'uscita massima attraverso R_{12}. Il segnale è poi applicato alla base di TR_3 e il secondo trasformatore FI sintonizzato, di nuovo per un'uscita massima attraverso R_{12}. Il primo trasformatore FI è allineato, sintonizzandolo per un'uscita massima attraverso R_{12}, quando il segnale d'uscita di 10,7 MHz viene applicata al ricevitore d'ingresso.

Dopo l'allineamento di ogni trasformatore FI, previa regolazione dei trasformatori, può essere richiesto un leggero ritocco per mantenere l'uscita massima attraverso R_{12}.

Allineamento dell'oscillatore

Inizialmente il condensatore di accordo C_{10} dovrebbe essere regolato per la sua capacità minima. Un segnale di 102 MHz è applicato all'ingresso del ricevitore. Il condensatore trimmer C_{12} è regolato per dare la massima tensione d'uscita attraverso il carico del rivelatore R_{12}.

Il condensatore di accordo è regolato per la capacità massima. Siccome la frequenza di prova è ora ridotta, la tensione massima attraverso R_{12} dovrebbe aversi a circa 85 MHz. Per ottenere questo, può essere necessario variare leggermente lo spazio fra le spire della bobina dell'oscillatore e poi ripetere il procedimento fino a che l'allineamento dell'oscillatore sia corretto.

Allineamento dello stadio RF

La grandezza della frequenza di prova applicata all'ingresso d'antenna dovrebbe essere sufficiente per produrre una tensione d'uscita di 0,5 V attraverso R_{12}. Con una frequenza di prova di 102 MHz, il

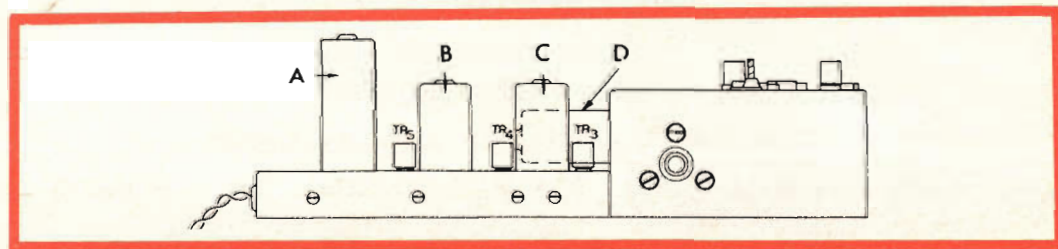



Fig. 9 - Vista d'assieme del sintonizzatore FM completamente montato.
A = rivelatore a rapporto e condensatori C_{31}, C_{32}; B = terzo trasformatore FI e condensatori C_{27}, C_{28}; C = secondo trasformatore FI e condensatori C_{23}, C_{24}; D = primo trasformatore FI e condensatore C_{22}.

DISCOTECA

Fig. 10 - Vista d'assieme del sintonizzatore FM visto dall'alto per mettere in evidenza i vari componenti. A = presa d'uscita; B = presa d'ingresso.

condensatore trimmer C_7 è regolato per una tensione CC d'uscita massima attraverso R_{12}. Con una frequenza di prova di 87 MHz, il ricevitore è sintonizzato per mezzo del condensatore di accordo, e la bobina d'antenna L_3 è regolata per un'uscita massima attraverso R_{12}. Questo procedimento è ripetuto successivamente per 102 e 87 MHz fino a che nessuna ulteriore regolazione sia richiesta, quando si passa da una frequenza all'altra.

Il circuito è sintonizzato a 95 MHz e la bobina di emettitore L_4 è regolata per un'uscita massima attraverso R_{12}.

Allineamento finale del rivelatore a rapporto

Un segnale modulato è applicato all'ingresso del ricevitore e l'uscita modulata attraverso R_{12} è osservata sull'oscilloscopio. Il secondario del trasformatore del rivelatore a rapporto è regolato per la migliore forma d'onda d'uscita con un segnale d'ingresso piccolo. Piccole regolazioni potrebbero essere necessarie.

Costruzione

Il sintonizzatore è diviso in due parti: a) gli stadi RF e miscelatore e b) gli stadi FI. I due telai possono essere uniti insieme per formare un'unità e possono essere tenute separate, con quest'ultima alternativa, i collegamenti devono essere fatti con cavo coassiale. Nelle figure 6 e 3 sono riportati gli schemi di cablaggio degli stadi FI e degli stadi RF e miscelatore, mentre nelle fig. 7 e 4 viene mostrata la realizzazione pratica dei suddetti stadi. Nelle figure 9 e 10 sono riportate due viste d'insieme del sintonizzatore a montaggio ultimato, dove sono messi in evidenza tutti i componenti del sintonizzatore.

(Da « Mullard Limited ») **F. T.**

I condensatori al tantalio, allo stato solido, e nuovi tipi di « getter » al bario, stanno ora impegnando completamente la capacità produttiva della fabbrica della Kemet Department of Union Carbide Ltd., situata a Aycliffe, vicino a Darlington.
Attualmente, vengono costruiti approssimativamente 100.000 condensatori al mese, e si prevede che la produzione si raddoppierà durante il corrente anno.
I condensatori soddisfano completamente alle norme US MIL-C-26655A e UK DEF 5134. La fabbrica pensa di mantenere la produzione per quasi due anni.
La società spera di accapparrarsi una grossa parte del mercato europeo con il suo nuovo tipo di « getter » ad anello di bario, in cui il bario viene compresso nel canale di un piccolo anello circolare. Una migliore distribuzione del metallo emesso attorno alla valvola viene raggiunta quando si usi il formato ad anello. Si stanno ora costruendo ad Aycliffe approssimativamente 6 milioni di « getter » al mese, di tutte le dimensioni e misure.

EAT difettosa

Continuiamo il nostro diario di riparatori, seguendo il sistema già in precedenza attuato, e cioè, prima con la constatazione del difetto, indi la ricerca scientifica di esso ed infine con la descrizione del funzionamento normale dello stadio o degli stadi esaminati.

Si inizia l'esame dei guasti che, se non vengono studiati con un certo metodo, fanno perdere tanto tempo prezioso al tecnico riparatore.

MANCA IL RASTER MANCA L'IMMAGINE IL SUONO C'È

La definizione di questo guasto non è tanto ortodossa, in quanto è evidente che se manca il raster manca anche l'immagine. Questo difetto deve quindi considerare due casi possibili, e cioè: a) presenza di alta tensione, e b) assenza di alta tensione.

La decisione tra questi due casi sarà data quindi da un voltmetro a valvola munito di sonda per alta tensione (EAT). Quest'ultima dovrà avere un valore approssimato di circa 16 kV. Di un tale voltmetro con sonda non solo è possibile disporre in casa del cliente, ma molte volte infatti manca anche in laboratorio. E allora purtroppo si ricorre ai sistemi primitivi. Il sistema più « barbaro » è quello di accostare un cacciavite all'anodo della DY 87; in base alla lunghezza e alla sonorità della scintilla ci si fa allora una idea della presenza e del valore dell'EAT. Un simile sistema è da evitare dato che un tale sovraccarico potrebbe danneggiare irrimediabilmente la raddrizzatrice EAT.

Fig. 9 - Tensioni e forme d'onda presenti agli elettrodi del cinescopio. 1 = impulso di spegnimento ritorno di quadro; 2 = dallo stadio finale di quadro; 3 = impulso di spegnimento ritorno di riga.

Fig. 10 - Segnale di pilotaggio della valvola finale di riga.

Un sistema più razionale e innocuo è rappresentato da un provatensione a lampada al neon, molte volte incorporata nel cacciavite. Si avvicina quest'ultimo al trasformatore di riga. Se l'EAT è normale la lampada al neon si accenderà già alla distanza di 10 cm. Un'indicazione più accurata si potrà avere se prima si sarà fatta la prova sul trasformatore di un ricevitore che funzioni normalmente. L'alta tensione (EAT) raddrizzata si potrà controllare accostando questo cacciavite al cavo dell'EAT. Naturalmente, si dovrà distaccare quest'ultimo dal cinescopio dato che solo in questo caso viene a mancare la azione livellatrice dello strato di grafite depositato all'esterno del cinescopio. Per controllare la presenza dell'EAT si può anche effettuare la misura della tensione « rialzata » (circa 600 V) che, com'è noto, è in stretta dipendenza dell'EAT.

a) L'EAT c'è

Allora si misureranno le tensioni allo zoccolo del cinescopio. Valori normali: V_k = 130 . . .180 V, V_{g1} = 30 . . . 150 V. (con luminosità normale deve esistere tra V_{g1} e V_k una tensione di circa 50 V) V_{g2} = 330 V, V_{g3} = 150 . . . 400 V. Se si tratta di cinescopio con focalizzazione magnetica (sigla con MW . . .) può darsi che la trappola ionica sia fuori posto. Se tutti i precedenti controlli sono positivi, il guasto sarà nel cinescopio stesso. Se invece qualche tensione non ha il giusto valore, basterà prendere lo schema in mano e facilmente si troverà il punto difettoso (fig. 9).

b) manca l'EAT

Anche in questo caso prima di procedere ad una ulteriore suddivisione, si dovrà effettuare una misura. E cioè controllare mediante un oscilloscopio se alla griglia controllo della finale di riga (PL 36, PL 500) è presente un impulso con frequenza di 15625 Hz e con ampiezza di 130 $V_{p.p.}$ (fig. 10). Se non si dispone di

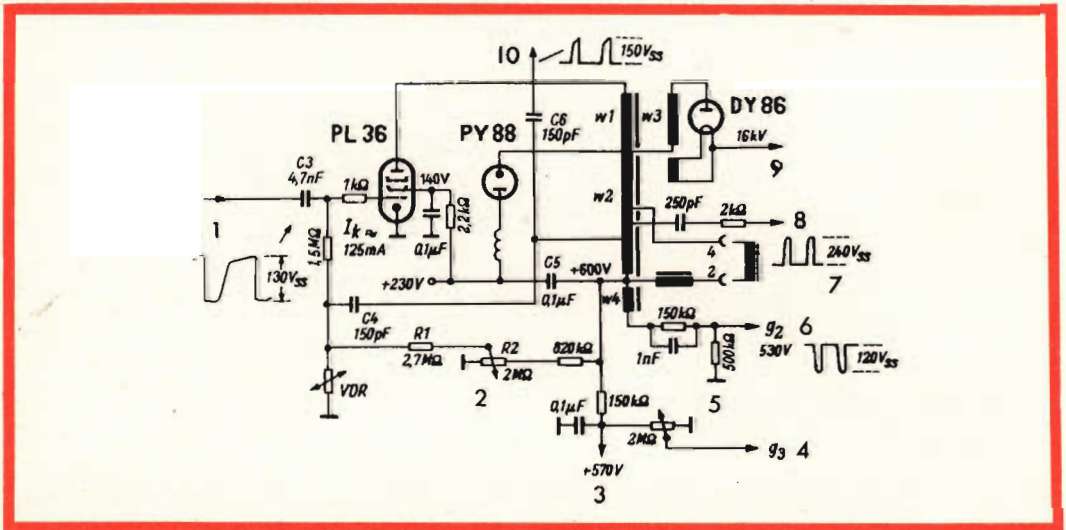



Fig. 11 - 1 = dall'oscillatore di riga; 2 = regolazione dell'ampiezza; 3 = allo stadio finale di quadro; 4 = = al cinescopio; 5 = fuoco; 6 = al cinescopio; 7 = comparatore di fase; 8 = bobina di deflessione; 9 = = alla valvola del C.A.G.; 10 = EAT.

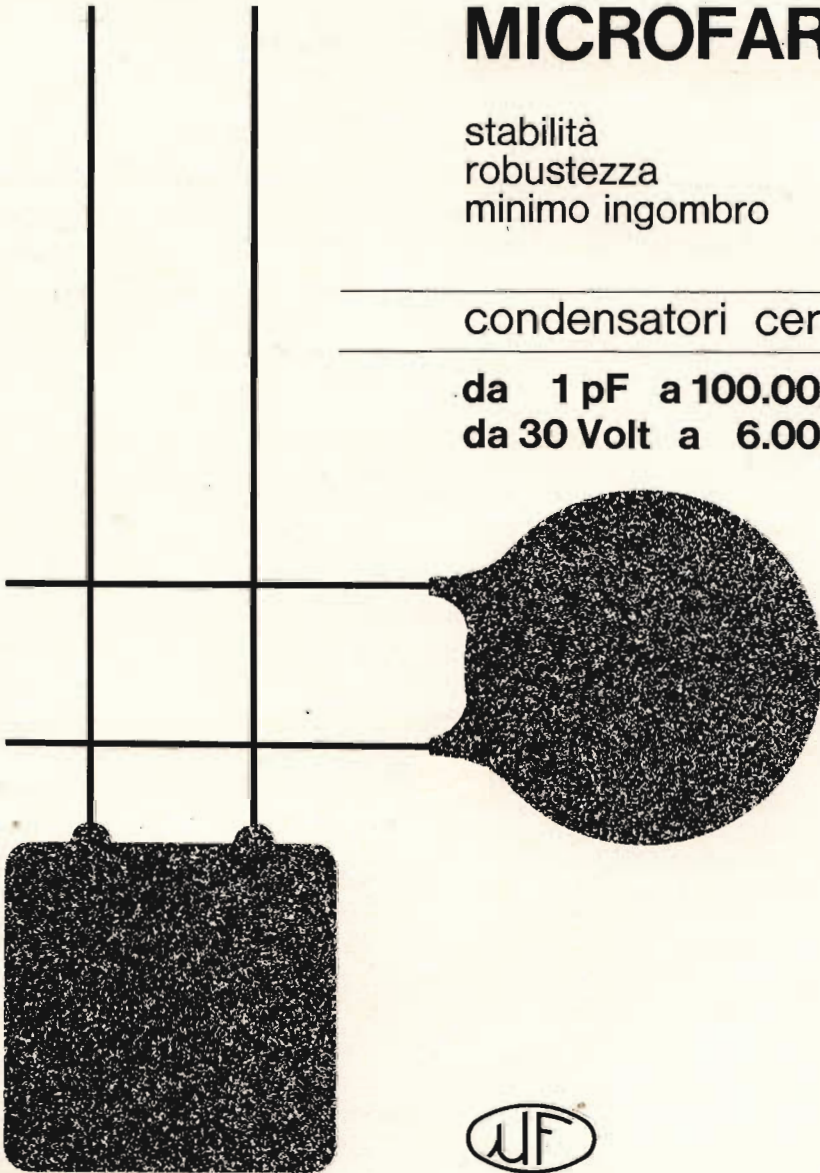
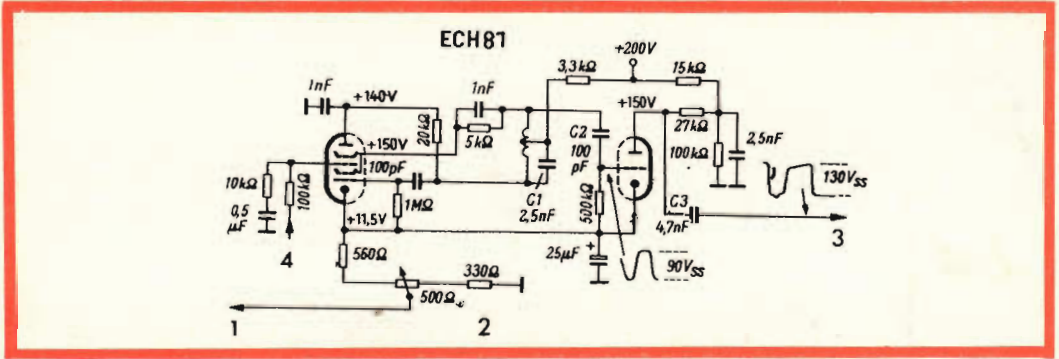



Fig. 12 - Oscillatore e stadio pilota di riga; 1 = al discriminatore di fase; 2 = frequenza di riga; 3 = allo stadio finale di riga; 4 = tensione per il controllo della frequenza di riga.

un oscilloscopio, si dovrà misurare la tensione di polarizzazione di griglia (circa — 35 V) che, com'è noto, è in diretta relazione con l'ampiezza dell'impulso dato che è prodotta per corrente di griglia generata dall'impulso stesso.

Allora, l'impulso pilota c'è o non c'è?

1) **L'impulso pilota c'è.** Si sostituiscono una alla volta le valvole PL 36 (finale di riga) e PY 81, PY 88 (diodo recuperatore). Si controlli la corrente catodica della finale di riga, dovrà avere un valore di 125 mA circa. Se ha un valore basso si misuri la tensione sulla griglia schermo che normalmente deve avere un valore di 140 V circa e quella sulla griglia controllo (circa — 50 V), che potrebbe essere troppo elevata (fig. 11).

Se la corrente catodica è troppo elevata, può darsi o che la griglia controllo è positiva o che nel trasformatore è presente un cortocircuito, oppure che siamo in presenza di un sovraccarico. Si controlli il condensatore della tensione « rialzata » (di booster) e ci si accerti che alla tensione rialzata non sia applicato un carico eccessivo derivante da un cortocircuito in uno degli stadi che normalmente vengono alimentati dalla tensione rialzata (finale di quadro, multivibratore di quadro, ecc.). Come ultimo tentativo si sostituisca il trasformatore di riga o l'unità di deflessione. Si tenga presente però che la corrente catodica è elevata anche se manca la tensione di pilotaggio di riga.

Ma questo l'abbiamo già escluso.

2) **Manca l'impulso di pilotaggio di riga.** Il difetto va allora ricercato in un mancato funzionamento dell'oscillatore di riga o nell'amplificatore di detto impulso (che non è presente in tutti i ricevitori) fig. 12.

L'oscillogramma sulla bobina oscillatrice ci potrà dire qualche cosa in merito (fig. 12). Se non si dispone di un oscillografo, si misuri la tensione negativa sulla griglia controllo della valvola oscillatrice (circa — 30 V), che, com'è noto, c'è, se la valvola oscilla dato che è ottenuta per corrente di griglia. Se la valvola non oscilla, la tensione sulla griglia controllo è bassa, come pure è bassa la tensione dell'anodo (≈ 60 V).

Descrizione del funzionamento dell'oscillatore di riga

In fig. 12 è riportato un oscillatore di riga. È un normale Hartley. In questo caso, la griglia schermo (griglia 4 e 2) funziona da anodo.

In parallelo al condensatore di accordo C_1, si trova il sistema elettrodico catodo-griglia 3 e anodo della ECH 81, che funziona da reattanza variabile induttiva regolata dal discriminatore di fase. L'oscillatore produce una tensione sinusoidale con frequenza di 15625 Hz che viene portata all'amplificatore successivo attraverso il condensatore C_2. Questo amplificatore è sovrapilotato in modo da avere al suo anodo un impulso di forma adatta al pilotaggio dello stadio finale di riga.

Prossimamente ci occuperemo del funzionamento dello stadio finale di riga.

A. Marucci

RICETRASMETTITORE PER RADIOMODELLI

FREQUENZA 27,12 MHz

Si descrive un ricetrasmettitore a due canali. La potenza di uscita in antenna è 150 mW su 60 Ω, alla frequenza di 27,12 MHz. La sensibilità del ricevitore (a superreazione) è 3 μV, e il relè entra in funzione con una corrente di 18 mA.

Questo ricetrasmettitore è stato realizzato e provato nei laboratori della Telefunken. Siccome molti dei nostri lettori ci chiedono continuamente un simile ricetrasmettitore a transistori corredato dei dati per la costruzione dei trasformatori e delle bobine, crediamo che questo modesto progetto potrà soddisfare i loro desideri.

Il trasmettitore

Il trasmettitore è formato da uno stadio oscillatore controllato a quarzo e da uno stadio finale funzionante in classe C accoppiato galvanicamente (in c.c.) alla bobina L_1 dell'oscillatore. In questo semplice trasmettitore è stato usato nello stadio oscillatore un transistore PNP al germanio e nello stadio finale un transistore planare al silicio NPN.

Il transistore oscillatore AFY 14 lavora in un circuito con base a massa; la reazione è ottenuta sia attraverso la capacità del collettore sia attraverso il trimmer C_1 che serve a compensare il differente valore di capacità di collettore esistente tra un transistore e l'altro. Il quarzo è collegato tra base e massa; per la frequenza di funzionamento esso rappresenta un cortocircuito. Il potenziometro R_3 serve per regolare il punto di lavoro del transistore oscillatore in modo che in esso circoli una corrente di collettore di circa 10 mA.

Lo stadio finale è equipaggiato con il transistore planare al silicio BSY 44 (2 N 1613) montato in un circuito con emettitore comune; esso lavora con un filtro a « π » a due cellule allo scopo di ottenere il migliore adattamento con una antenna con impedenza di 60 Ω e di sopprimere le armoniche della frequenza dell'oscillatore.

La base del transistore finale è collegata, come abbiamo detto, ad una spira della bobina di accordo dell'oscillatore. Se l'adattamento tra l'oscillatore e lo stadio finale è ben dimensionato e se il filtro

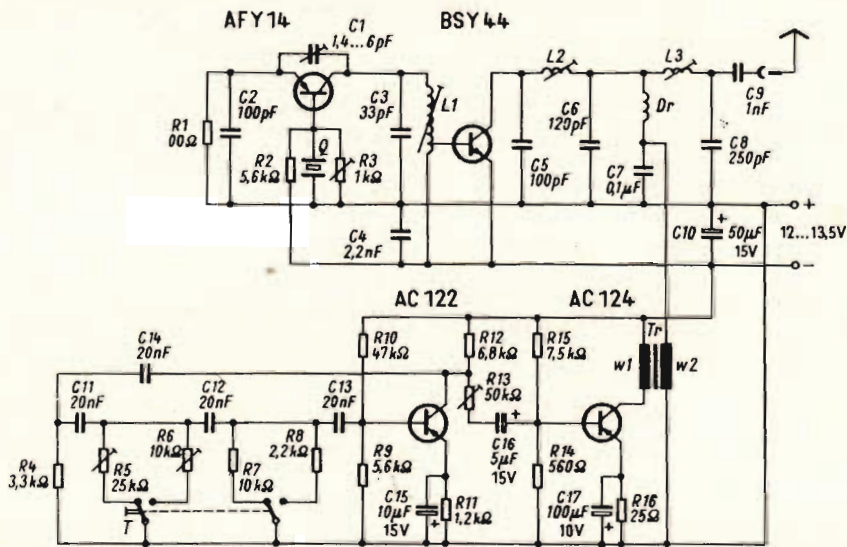



Fig. 1 - Schema elettrico del trasmettitore.

Componenti

L_1 = 12 spire, Cu argentato 0,8 mm Ø, presa dalla 2 alla 4 spira (a partire dal lato freddo). Supporto B 6/30 - 439 con nucleo GW 6/13 x 0,75 FC - FU II (Vogt).
L_2 = 6 spire, Cu argentato 0,8 mm Ø, supporto B 7/26 - 361 con nucleo GW 7/18 x IFR I (Vogt).
L_3 = 3 spire, Cu argentato 0,8 mm Ø, supporto B 7/26 - 361 con nucleo GW 7/18 x IFR I (Vogt).
Dr = 50 spire, Cu smaltato rivestito seta 0,12 mm Ø su nucleo S 3,1/12,7 630/FC - FUV (Vogt).
Tr = EI 30, Lamierini Dyn - IV, alternati.
W_1 = 400 spire, Cu smaltato 0,2 mm Ø.
W_2 = 480 spire, Cu smaltato, 0,2 mm Ø.
Qu = 27,12 MHz Quarzo (Telefunken HC 25/U).

a « π » è ben tarato, la corrente di collettore dello stadio finale deve avere un valore compreso tra 25 e 35 mA.

Lo stadio finale del trasmettitore è modulato di collettore mediante un trasformatore che costituisce il carico di uno stadio B.F. (AC 124) funzionante in classe A, al quale possono essere applicate varie frequenze B.F. di modulazione. Il potenziometro R_{13} serve a regolare la profondità di modulazione. L'oscillatore B.F. è costituito da un circuito RC a rotazione di fase.

Il tasto T serve a scegliere due diverse frequenze di modulazione. I potenziometri R_5 e R_6 servono a regolare la frequenza dei due segnali B.F.

DATI TECNICI DEL RICETRASMETTITORE

Trasmettitore

Frequenza: 27,12 MHz controllata a quarzo
Potenza di uscita: ⩾ 150 mW su 60 Ω
Frequenza di modulazione: f_1 = 0,8 . . . 1,8 kHz
f_2 = 1,4 . . . 2,5 kHz
Profondità di modulazione: circa 90%
Tensione di alimentazione: 12 . . . 13,5 V
Assorbimento in corrente: 60 . . . 80 mA

Ricevitore

Frequenza ricevuta: 27,12 MHz
Sensibilità: 3 µV (per l'azionamento del relè con l'80% di modulazione)
Assorbimento in corrente: 2,3 mA con V_B = 6 V e uno stadió a relè.

Il ricevitore

Lo schema è formato da tre sezioni (fig. 2): Il ricevitore a superreazione, l'amplificatore B.F. e gli stadi selettivi a relè.

Il ricevitore è progettato per funzionare con una tensione di alimentazione di 6 V e può lavorare però con tensioni da 4 a 12 V senza che la sensibilità vari notevolmente (circa 3 μV per l'azionamento del relè).

Esclusi i relè e con tensione di alimentazione di 6 V, l'assorbimento in corrente è di 1,7 mA; la corrente a riposo di ogni relè è 0,6 mA.

Il ricevitore ha un funzionamento stabile per temperature comprese tra — 10° C e + 60° C.

Lo stadio d'ingresso è a superreazione per cui, con pochi componenti, si ottiene una sensibilità d'ingresso molto elevata. La frequenza di superreazione viene stabilita principalmente dalla combinazione di 1,5 kΩ e 5 nF nel circuito di emettitore del primo transistore: è circa 70 kHz. Lo stadio inizia ad oscillare a 27,12 MHz al ritmo di questa frequenza (70 kHz) ma l'oscillazione RF è mantenuta solo per un quarto di periodo della oscillazione a 70 kHz.

L'innesco dell'oscillazione R.F. dipende dal segnale d'ingresso (oppure dalla tensione di rumore del transistore) e condiziona attraverso le variazioni della corrente di collettore prodotte da questo, l'elevata sensibilità del circuito a superreazione.

Il circuito accordato a 27,12 MHz si trova nel circuito di collettore del transistore T_1; la reazione R.F. è riportata sull'emettitore (dove è accoppiata anche la antenna) mediante il condensatore da 15 pF. Il segnale B.F. viene prelevato dal lato « freddo » del circuito del collettore dove la combinazione di 1,5 kΩ con 0,1 μF provvede a filtrare la frequenza di superreazione (70 kHz) e il resistore da 3 kΩ funziona da carico per la B.F.

L'amplificatore B.F. consta di due stadi nei quali i transistori T_2 e T_3 sono accoppiati tra di loro galvanicamente (in c.c.). Ciò consente di ottenere una buona stabilità di funzionamento contro le variazioni della temperatura impiegando un numero oltremodo ridotto di componenti.

Infatti, quando la temperatura aumenta il transistore T_2 tende ad aumentare la sua corrente di collettore. Cosa significa ciò? Abbassamento della tensione sulla base del transistore T_3; quest'ultima variazione quindi tende ad annullare un'eventuale aumento della corrente di collettore di T_2 dovuta ad aumento della temperatura. La corrente di emettitore di T_3 diminuisce di poco e la conseguente caduta di tensione sui resistori di emettitore (1 kΩ/1 kΩ) serve opportunamente a stabilizzare il punto di lavoro del primo transistore amplificatore B.F. (T_2). Con questa tensione viene inoltre stabilizzato anche il punto di lavoro del transistore T_1. L'assorbimento di corrente di questi tre transistori, in

Il trasmettitore visto dalla parte superiore del circuito stampato.

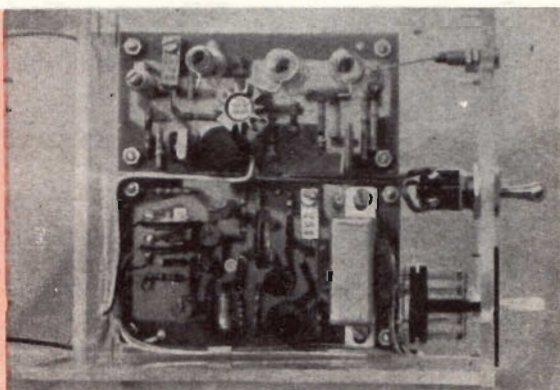
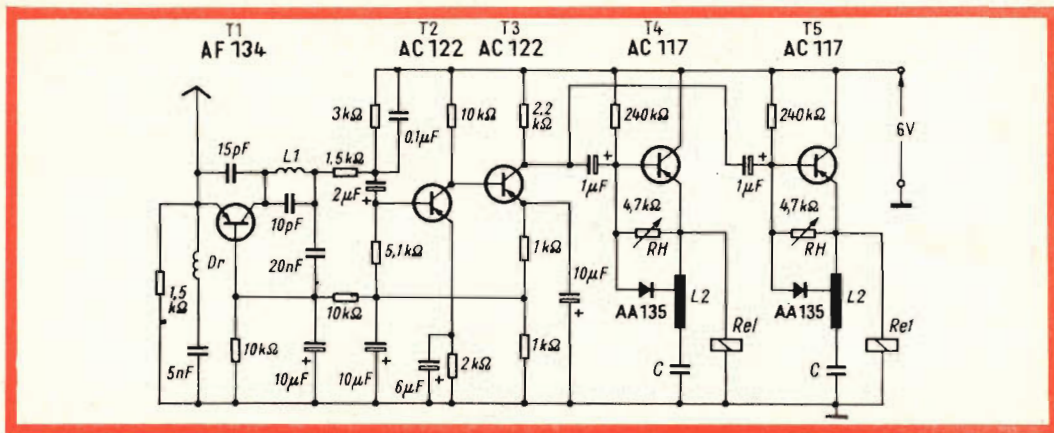



Fig. 2 - Schema elettrico del ricevitore.

Componenti

Dr = 15 spire, Cu smaltato rivestito seta 0,35 mm Ø, avvolte direttamente su nucleo GW 5/13 x 0,75 FC-FU II (Vogt).

L_1 = bobina a 27,12 MHz, 13 spire, Cu smaltato rivestito seta 0,35 mm Ø su nucleo da 6 mm Ø. Nucleo: GW 5/13 x 0,75 FC-FU II (Vogt).

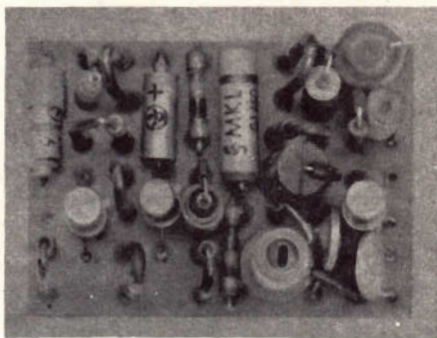
L_2 = Induttanza per il circuito B.F. serie (250 mH), 340 spire, Cu smaltato 0,2 mm Ø presa alla- 50 spira. Nucleo Sifenit 18 x 14 o.L. materiale del nucleo: 1100 N. 22.

C = Capacità del circuito serie: 0,1 μF per f ≈ 1 kHz e 0,022 μF per f = 2,15 kHz.

Rel = Relè - resistenza circa 150 Ω; azionamento a circa 18 mA.

seguito a queste particolarità circuitali, oscilla, con variazioni di temperatura da — 20° C a + 60° C, meno del 5 %.

La sezione relè

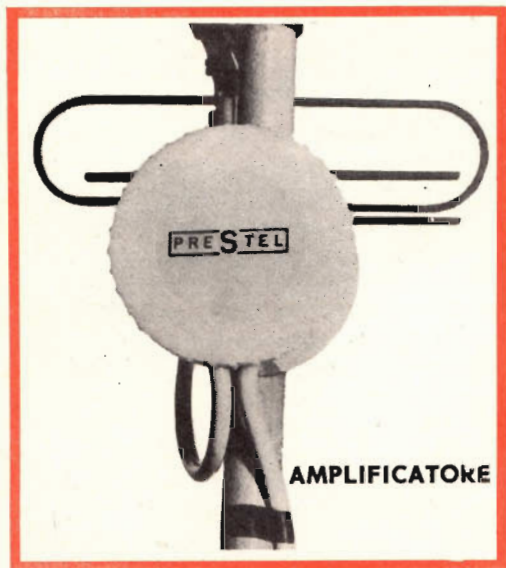
Possono essere collegati in parallelo molti stadi a relè senza che ci sia bisogno di impiegare particolari circuiti di disaccoppiamento. Di preferenza vengono impiegate frequenze comprese tra 200 Hz e 20 Hz e la particolare frequenza viene stabilita dal dimensionamento del circuito risonante in serie L_2/C.

Il ricevitore montato su circuito stampato visto dalla parte superiore.

I componenti di ciascun stadio a relè sono tutti uguali ad eccezione naturalmente del circuito oscillante. Il transistore lavora in un circuito con collettore comune e il segnale di pilotaggio è applicato alla base. Il relè si trova nel circuito dell'emettitore e in parallelo ad esso è collegato il circuito accordato in serie.

Fuori dalla frequenza di risonanza, il circuito accordato offre un'impedenza elevata e quindi circolerà in esso bassa corrente: la tensione che si formerà ai capi dei componenti L_2 e C sarà pertanto molto ridotta. Viceversa, alla frequenza di risonanza, le tensioni ai capi di L_2 e C raggiungono il massimo valore, dato che, come è noto, il circuito risonante in serie alla frequenza di risonanza presenta la minima impedenza e quindi circola in es-

AMPLIFICATORE D'ANTENNA UHF a 2 TRANSISTORI

PRESTEL

AMPLIFICATORE

FACILE MESSA IN OPERA
LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI

ALIMENTATORE

CARATTERISTICHE TECNICHE

2 transistori

Guadagno	20 dB (10 volte)
Fattore di rumore	4÷6 KTo
Alimentazione	14 V 6 mA c.c.
Banda passante	8 MHz
Impedenza entrata	75 Ω
Impedenza uscita	75 Ω
Monocanale	Bande IV e V

ALIMENTATORE

Alimentazione	220 V 1,5 W
Uscita (a onda intera)	14 V c.c. 6 mA
Impedenza entrata	75 Ω
Impedenza uscita	75 - 300 Ω

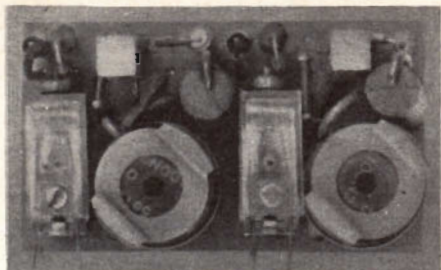
PUO' FUNZIONARE CON QUALSIASI STABILIZZATORE O DIRETTAMENTE SULLA RETE

APPLICAZIONI

RISOLVE FACILMENTE IL PROBLEMA DELLA RICEZIONE DEI SEGNALI UHF IN ZONE D'OMBRA E MARGINALI

AMPLIFICA	10 volte il segnale (20 dB)
ELIMINA	l'effetto neve o sabbia
PERMETTE	di trasportare il segnale a distanza
MIGLIORA	il rapporto SEGNALE - DISTURBO
CONSUMA	pochissimo
CONSENTE	l'uso del cavo coassiale 75 Ω (compensandone le perdite) e permettendo così di ottenere un impianto razionale, comodo ed estetico.

Nelle ordinazioni citare sempre il numero del canale.

PRESTEL s. r. l. - Piazza Duca d'Aosta, 6 - MILANO

Anche la sezione relè è montata su circuito stampato.

so la massima corrente. Nel nostro caso, se il pilotaggio del transistore è discreto, le tensioni ai capi di L_2 e C possono raggiungere qualche volt. Una parte di questa tensione viene raddrizzata dal diodo AA 135 e portata sulla base del transistore. In conseguenza di ciò, il punto di lavoro del transistore viene spostato bruscamente, con conseguente aumento della corrente di emettitore.

Quando la corrente raggiunge i 18 mA, il relè scatta. Ciò corrisponde ad una tensione alternata applicata alla base del valore di 200 mV. Per compensare gli impulsi delle variazioni di temperatura, è stato inserito nel circuito di base un termistore del valore di 4,7 kΩ. Con ciò il circuito è stabile entro temperature da 20° C a +60° C.

Per la realizzazione da noi descritta, che prevede due canali di pilotaggio B.F. che si estendono nella gamma da 0,8 a 2,5 kHz, sono state scelte le frequenze 1,0 kHz e 2,15 kHz. Il vantaggio è il seguente: la distanza tra le due frequenze è notevole inoltre non c'è il pericolo che lo stadio relè funzionante con frequenza più elevata possa essere influenzato dalle armoniche della frequenza più bassa. I valori di capacità del condensatore C del circuito accordato devono essere in questo caso 0,1 µF e 22 µF rispettivamente.

L. C.

(Da « Funkschau » 6503)

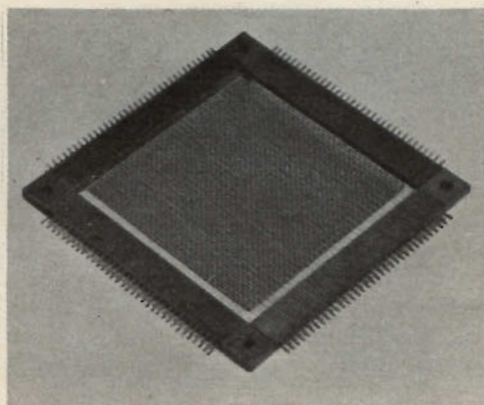
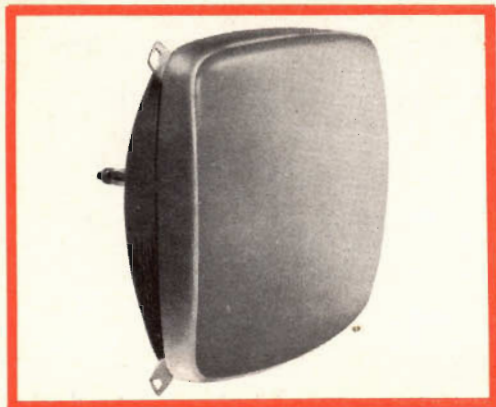
NOVITA'

MATERIALI E COMPONENTI ELETTRONICI

Continuiamo in questo articolo la presentazione di nuovi materiali prodotti per soddisfare le esigenze del mercato nel campo dell'elettronica e dell'elettrotecnica. Presentiamo dei nuclei per memorie magnetiche fabbricati con nuovi tipi di materiale, due modelli di cinescopi da 11" e da 25", un generatore FM per il collaudo e la taratura di ricevitori FM, un nuovo tipo di fotocellula al solfuro di cadmio, alcuni tipi di trasformatori variabili e infine un provatransistori che permette la determinazione delle caratteristiche di transistori PNP e NPN.

NUCLEI PER MATRICI DI MEMORIE MAGNETICHE

Il litio-nichel è il nuovo materiale usato dalla Mullard per costruire i nuclei che compongono le matrici per memorie magnetiche. Questi nuovi nuclei che vengono montati su matrici complete e anche su piani singoli, offrono considerevoli vantaggi in confronto alle matrici composte con nuclei di tipo normale. In particolare questi possono funzionare su una vasta gamma di temperature senza bisogno di alcuna compensazione di corrente.

Entrambi i tipi di nuclei possono funzionare con temperature fino a 60 °C con ampiezza costante della corrente di pilotaggio, così che non è richiesta ne la compensazione di temperatura della corrente pilota ne la stabilizzazione di temperatura della matrice. I nuovi nuclei possono essere fatti funzionare in una gamma di temperature comprese fra — 20 °C e + 100 °C. Il coefficiente magnetostrittivo è molto basso, e di conseguenza si ha una sensibilità d'energia bassa e una oscillazione trascurabile attraverso l'eccitazione magnetostrittiva.

Piano di memoria magnetica, formato con i nuclei di litio-nichel.

Cinescopio A 65-11 W da 25" a visione diretta

CINESCOPI PHILIPS DA 11" E DA 25"

La Philips ha presentato recentemente due cinescopi di nuova produzione l'A28-13W, da 11" con schermo piatto e rettangolare, particolarmente adatto per essere impiegato in televisori transistorizzati, e l'A65-11W da 25" autoprotetto a « visione diretta », che completa la serie dei cinescopi autoprotetti da 19" e da 23".

Il cinescopio A28-13W permette ai costruttori di costruire televisori portatili per le sue particolari caratteristiche sia elettriche che meccaniche; si è scelto un angolo di deflessione di 90° per tenere bassa l'energia richiesta per la deflessione in vista dell'alimentazione con batterie, inoltre il diametro del collo del tubo è stato ridotto da 28 a 20 mm con il risultato di un'ulteriore diminuzione dell'energia di deflessione necessaria. Per un'ottima qualità dell'immagine e per un buon rendimento luminoso si raccomanda una EAT con valore di 11 kV.

Il cinescopio A65-11W da 19", 110° rappresenta una vera novità per i costruttori di televisori in quanto viene eliminato il cristallo di protezione essendo questo cinescopio autoprotetto contro il pericolo di eventuali implosioni da una protezione metallica disposta tutt'intorno allo schermo e da un mantello di fibra di vetro poliestere che avvolge tutto il cono del cinescopio. L'eliminazione del convenzionale cristallo di protezione porta un aumento del rendimento luminoso e del contrasto.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL CINESCOPIO 5A28W

Pilotaggio di catodo

V_f	=	11 V
I_f	=	68 mA
EAT	=	11 kV
V_k	=	45 V (interdizione)
V_{g2}	=	200 V ÷ 350 V
V_{g4}	=	−50 V ÷ 300 V
V_{kf}	=	80 V_{cc}

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL CINESCOPIO A 65 - 11 W

V_f	=	6,3 V
I_f	=	0,3 A
$V_{a, g3, g5}$	=	18 kV
V_{g2}	=	400 V
V_{g4}	=	0-400 V
$-V_{g1}$	=	40-77 V
V_k	=	36-66 V

Schermo

Alluminato		
Colore	=	bianco
Trasparenza	=	43%
Diagonale utile min	=	616,5 mm
Larghezza utile min	=	530 mm
Altezza utile min	=	416 mm
Deflessione magnetica		

Generatore FM, tipo EP 175 della UNA

GENERATORE FM, TIPO EP 175 DELLA UNA

L'EP 175 è un generatore di segnali standard FM particolarmente adatto per la taratura e la messa a punto di ricevitori FM.

Grazie all'uso di particolari circuiti, ad una esecuzione meccanica robusta ed alla

semplicità di manovra, questo generatore è adatto per il collaudo di serie di ricevitori FM.

L'apparecchio è essenzialmente costituito da un oscillatore a RF che copre il campo di frequenza da 9,5 a 12 MHz e da 86 a 108 MHz. Tramite un diodo « Varicap » esso è modulato in frequenza con una deviazione massima di ± 200 kHz in entrambe le gamme. La scala delle frequenze è tarata direttamente in MHz con precisione del ± 1%.

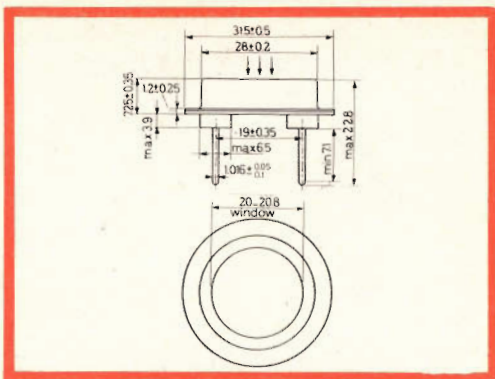
La tensione d'uscita è disponibile tramite un attenuatore resistivo a regolazione continua ed a scattí e può essere variata da 0,1 V a 1 μV. L'impedenza d'uscita è di 75 Ω resistiva.

La deviazione FM è regolabile con continuità da 0 a ± 200 kHz, quadrante tarato direttamente in ± kHz, precisione ± 10%; la distorsione FM, con generatore interno a 400 Hz, è del 2% a ± ± 100 kHz e del 10% a ± 200 kHz. La risposta in frequenza entro 1 dB va da 50 a 20.000 kHz.

FOTOCELLULA TIPO RPY 27

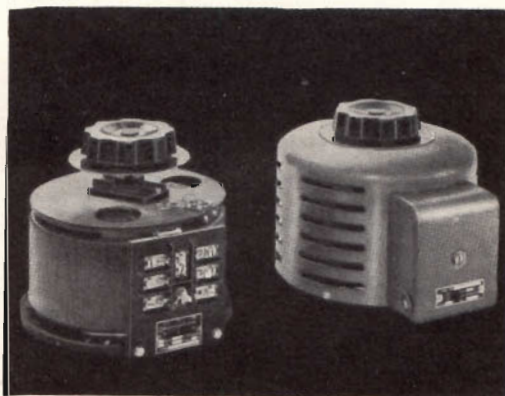
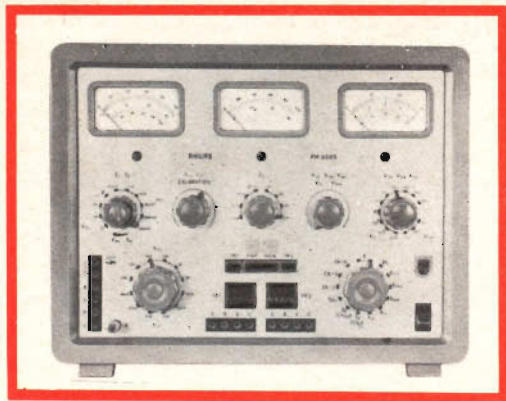
Questa nuova fotocellula al solfuro di cadmio con sensibilità in testa, è costruita in un involucro metallico tropicalizzato e con finestra di vetro.

Essa è particolarmente adatta per essere impiegata in circuiti di controllo e in apparecchiature di commutazione e di controllo di fiamma.

La fotocellula può essere usata direttamente con alimentazione di 220 V, essendo la tensione massima di picco di 400 V. In aria libera la dissipazione massima ammissibile, con una temperatura ambiente di 25° C, è di 1 W, mentre con un dissipatore di calore avente un K di 2 °C/W la dissipazione è di 10 W. La resistenza a 50 lux (T_k = 2700 °K) è uguale a 1,2 kΩ. Per una fotocellula di queste caratteristiche elettriche e meccaniche la sua sensibilità risulta piuttosto elevata (0,2 mA/lux con V = 10 V_{cc}); la dissipazione ammissibile permette l'impiego della RPY 27 per l'eccitazione diretta di termorelé e di relé in corrente continua.

Dimensioni d'ingombro della fotocellula RPY 27

TRASFORMATORI VARIABILI

I trasformatori variabili Philips rappresentano un mezzo molto semplice per regolare tensioni alternate di bassa frequenza. In confronto con i resistori, essi hanno il vantaggio di presentare basse perdite d'energia e durata illimitata inoltre permettono una regolazione accurata. Questi trasformatori sono estremamente facili da usare e richiedono una manutenzione minima.

I trasformatori variabili vengono forniti in modelli da tavolo e da pannello, essi hanno innumerevoli campi di applicazione come per esempio: laboratori di riproduzione, stazioni di controllo, per diversi generi di installazioni elettriche ed elettroniche.

Trasformatori variabili da pannello e da tavolo.

Provatransistori Philips tipo PM 6505

I trasformatori variabili sono usati molto spesso anche per il controllo della intensità luminosa negli impianti di illuminazione, per il controllo delle temperature (specialmente nelle installazioni di riscaldamento ad alta frequenza) e, in combinazione con un raddrizzatore, per il controllo della velocità dei motori CC.

I trasformatori variabili, con l'aiuto delle apposite unità di accoppiamento, possono essere collegati insieme, formando unità composte da più trasformatori, adatte a fornire valori di tensione multipli di quella fornita da ogni singolo trasformatore.

PROVATRANSISTORI TIPO PM 6505

Il PM 6505 permette di determinare le caratteristiche dei diodi e dei transistori PNP e NPN; esso comprende quattro alimentatori stabilizzati, controlli con dispositivi di sicurezza e tre apparecchi di misura a scala mobile per l'indicazione esatta delle tensioni e delle correnti sul circuito controllato.

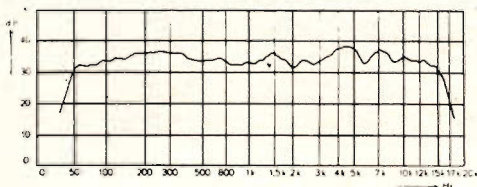
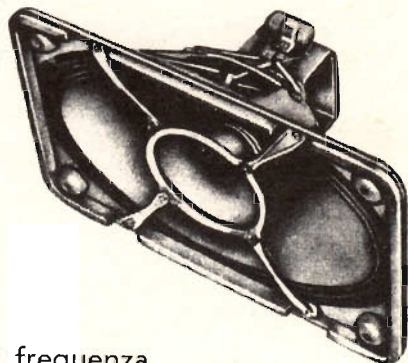
Questo tipo di provatransistori è particolarmente adatto per essere usato nei laboratori di ricerca e di riparazione. È previsto il collegamento simultaneo dei transistori e la commutazione rapida; l'esame delle caratteristiche di rumore si effettua sullo schermo di un oscilloscopio collegato al provatransistori.

Si possono effettuare le seguenti prove:

Prove di cortocircuito; corrente di fuga I_{CEO}, I_{CBO}, I_{EBO}, tensione di ginocchio V_{CEK}, resistenza d'ingresso h_{ie}, guadagno di corrente h_{fe}, caratteristiche di rumore.

ALTOPARLANTE HI-FI - tipo PH 2132 E

Combinazione coassiale di un woofer e un tweeter che copre la gamma da 35 a 17.000 Hz con una potenza d'uscita nominale di 8 W.
Dimensioni: 320 x 210 x 139

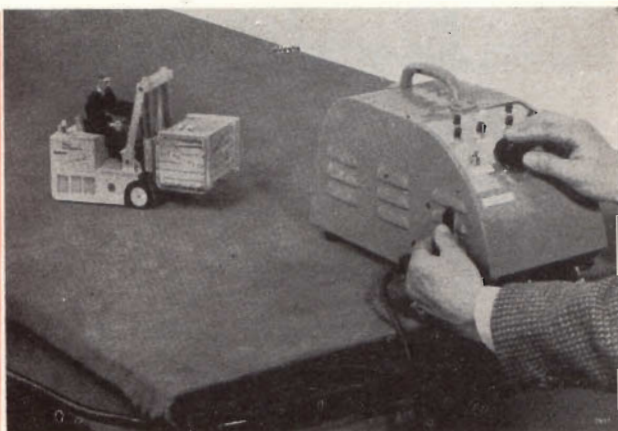
A/469

Curva di frequenza

MODELLINO DI CARRELLO ELEVATORE RADIOCOMANDATO

Si descrive un modello di carrello elevatore, nel quale i motorini che assicurano i movimenti di spostamento e di sollevamento prelevano l'energia richiesta, dal campo magnetico generato da una spira di filo situata attorno alla superficie di scorrimento. Per questa ragione il modellino è munito di barrette d'antenna in ferroxcube, accordate sulla frequenza di una corrente alternata (20 kHz) che un generatore di bassa frequenza manda nella spira di filo. Questo principio di trasmissione d'energia a un oggetto mobile potrà probabilmente essere utilizzato anche in casi più speciali, per esempio in laboratori. Con questo articolo abbiamo voluto dare un esempio « teorico » della tecnica di radiocomando.

L'idea di radiocomandare dei modelli in scala ridotta di giocattoli, di navi e di automobili è praticamente sorta con la radiotecnica stessa. Nelle concezioni attuali il principio è particolarmente semplice: l'operatore dispone di un trasmettitore che gli permette di trasmettere dei segnali di codice determinati; il modello che si deve comandare a distanza comprende un ricevitore accordato sul suddetto trasmettitore, l'apparecchiatura elettromeccanica necessaria per decodificare i segnali e per comandare il meccanismo con l'aiuto di quest'ultimo, ed infine delle batterie elettriche o un'altra sorgente di energia per alimentare il meccanismo e il ricevitore.

L'utilizzazione di questo principio non è più attualmente limitata a giocattoli, ma è diventata di uso comune nel comando di bersagli mobili, proiettili e satelliti artificiali.

Desideriamo attirare l'attenzione su un sistema tutto diverso di comando a distanza, che non solo radiocomanda il modello, ma gli fornisce, senza bisogno di

Fig. 1 - Modellino di carrello elevatore a forcella diretto e alimentato, senza bisogno di fili, dall'apparecchio di comando (a destra).

fili, l'energia necessaria per eseguire tutti i movimenti e per decodificare i segnali. Il vantaggio principale è evidentemente che il modello comandato non ha più bisogno di alcuna sorgente di energia come accumulatori o pile a secco. Inoltre, ne risulta generalmente un'apprezzabile semplificazione del sistema di comando.

Diamo ora una breve descrizione del principio applicato a un modello in scala ridotta di un carrello elevatore a forcella (fig. 1).

La superficie sulla quale si desidera far girare il modellino è circondata da un filo conduttore (come si può vedere dalla figura 1) nel quale si fa passare, per mezzo di un generatore di bassa frequenza, una corrente alternata per esempio di 20 kHz. Sul modellino si trova una barretta verticale di ferroxcube munita di una bobina che forma, in combinazione con un piccolo condensatore regolabile, un circuito accordato sulla suddetta frequenza.

Grazie a questa frequenza elevata e al fatto che il ferroxcube concentra una frazione notevole del flusso magnetico generato dall'interno della spira di filo, si sviluppa in questo circuito una forza elettromotrice elevata. Se, d'altronde, la barretta d'antenna è munita di una bobina di accoppiamento, si può, con un adattamento appropriato, utilizzare la potenza così captata per fare accendere una lampada o, dopo aver raddrizzato la tensione indotta, fare funzionare un motore a corrente continua.

Fig. 2 - Disposizione dei diversi componenti situati sul modellino.

In realtà il nostro modello non è munito di una sola barretta, ma di quattro barrette di antenna con i loro circuiti corrispondenti. Due di questi circuiti, barretta F_1 e F_2 (fig. 2) sono accordati su delle frequenze rispettivamente di 19 kHz e 21 kHz e alimentano ciascuno per mezzo di due circuiti raddrizzatori, i motorini da 3 W, di cui uno fa girare la ruota di sinistra e l'altro la ruota di destra del carrello elevatore. Si può far variare la frequenza del generatore, in modo continuo, entro i due valori indicati; questo fatto permette di fare assorbire un valore relativamente maggiore di potenza sia a uno che all'altro dei due circuiti accordati; di conseguenza si può far girare più velocemente l'uno o l'altro dei due motorini.

In questo modo la trasmissione d'energia si combina in maniera molto semplice con la guida del modellino. Inoltre, si può modificare facilmente la velocità d'avanzamento variando l'intensità di corrente nella spira di filo. La terza e la quarta barretta d'antenna servono, una per la retromarcia, l'altra per azionare la forcella di sollevamento.

I circuiti corrispondenti a queste barrette sono accordati rispettivamente su 15 e su 30 kHz. Descriviamo ora, con riferimento alla fig. 2, come si effettua la commutazione. F_1 e F_4 sono barrette di antenna in ferroxcube munite di avvolgimenti (F_1 è posta all'interno di una delle due guide W della forcella di sollevamento V). T sono i quattro condensatori regolabili corrispondenti, mentre G sono le cellule raddrizzatrici. F_1 e F_2 alimentano rispettivamente i motori a corrente continua M_1 e M_2 che azionano ciascuno, per mezzo di un demoltiplicatore e di un sistema di trasmissione con ingranaggi conici, una delle ruote anteriori. Z è una ruota folle orientabile ed H è il motore che aziona la forcella di sollevamento.

Per passare dalla marcia avanti alla re-

Fig. 3 - Come appare il modellino di carrello elevatore completamente montato.

tromarcia, si manda nella spira di filo, con l'aiuto di un pulsante previsto sul generatore di bassa frequenza (comando che shunta il condensatore regolabile d'accordo con un piccolo condensatore fisso), un impulso di corrente di 15 kHz.

La barretta di antenna F_3, accordata su 15 kHz eccita così il relè Rel_1 che inverte il senso della corrente nei due motorini M_1 e M_2. Uno stesso impulso di corrente ristabilisce la situazione iniziale. Con l'aiuto della barretta d'antenna F_4, che è accordata su 30 kHz e del relè Rel_2 si commutano in maniera analoga i due circuiti principali dei motorini M_1, M_2 sul circuito del motorino per il sollevamento H (i due circuiti sono allora montati in parallelo). Il relè Rel_1 incaricato di invertire i sensi di marcia, determina in questo caso i sensi di sollevamento. La fig. 3 mostra i vari componenti del modellino.

Il generatore di bassa frequenza comprende, in linea di massima, due tubi EL 34 ed assorbe al massimo 150 W. La spira di filo, avente per esempio una superficie di 1 x 2 metri, genera l'autoinduttanza di sintonia. Il campo nel mezzo della spira ha, per una potenza di 50 W del generatore, un'intensità di circa 4×10^{-5} Wb/m^2 (0,4 gauss). La potenza irradiata da questa spira di filo è praticamente trascurabile.

Il sistema di trasmissione dell'energia utilizzata può essere paragonato a un trasformatore: il circuito primario è rappresentato dalla spira, il nucleo magnetico dalla barretta di ferroxcube e il circuito secondario dall'avvolgimento della barretta. Il fatto che questo trasformatore lavora in maniera abbastanza efficace, malgrado il suo circuito magnetico sia molto imperfetto, è dovuto all'alta frequenza utilizzata e alle proprietà del ferroxcube che, a quelle frequenze presenta a volte una grande permeabilità e delle deboli perdite dovute alle correnti di Foucault.

Modelli in scala ridotta simili a quello ora descritto sono stati costruiti non solo come giocattoli, ma anche per scopi più seri, per esempio per l'insegnamento della teoria del traffico e per eseguire degli esercizi pratici nel corso di lezioni di guida di automobili.

Si può anche considerare l'applicazione di questo principio al comando di apparecchiature in complessi ermeticamente chiusi, oppure in luoghi difficilmente accessibili, per esempio, in conseguenza del pericolo di radiazioni o di alte tensioni o per altre ragioni ancora. Abbiamo già ricordato i vantaggi rispetto agli altri sistemi più correnti: la soppressione delle batterie che si dovrebbero cambiare o ricaricare periodicamente e la semplicità dell'apparecchiatura richiesta.

Perchè il modellino descritto possa compiere tutte le sue funzioni con la massima facilità, il radiocomando normale richiederebbe inoltre un numero elevato di tubi e di transistori e di componenti corrispondenti. Al contrario, questi sistemi classici restano evidentemente i soli ai quali si può ricorrere allorchè si tratti di oggetti teleguidati con una maggiore libertà di movimento e che devono compiere delle operazioni più complesse, per le quali si richiederebbero potenze maggiori.

F.T.

(Da « Revue Technique »)

HI-FI

IMPIEGO DEGLI ALTOPARLANTI

Più volte i nostri Lettori ci hanno chiesto notizie relative ai criteri d'adattamento e d'impiego di altoparlanti, sulla costruzione di custodie « bass-reflex », ecc. Con questo articolo rispondiamo ai quesiti sottopostici dai più.

Abbiamo scelto gli altoparlanti ISOPHON per la fiducia che ci ispira questa vecchia casa tedesca, conosciuta in tutto il mondo per la serietà ed accuratezza delle sue costruzioni.

Sorta trentacinque anni fa a Berlino (Thempelof), essa ha costruito milioni di altoparlanti. Le più importanti ditte costruttrici di apparecchi radio e televisori, li impiegano.

Questa larga diffusione della ISOPHON nel campo delle costruzioni radio, premia la fatica dei 1500 tecnici ed operai che, con la loro opera, contribuiscono all'affermazione dei prodotti da essi costruiti.

Consultando un catalogo ISOPHON, si sarà notato come, sotto ciascun altoparlante, siano riportate alcune caratteristiche: vediamo insieme di passare in breve rassegna il significato di ciascuna di esse.

Potenza nominale (Potenza modulata ad un'unica frequenza). — Indica il carico sopportato dall'altoparlante nelle peggiori condizioni d'uso, in funzionamento continuo, senza che si verifichino danni permanenti. La potenza nominale aumenta se si monta l'altoparlante in custodia.

Per le singole gamme di frequenza, specialmente per le più alte, la potenza risulta inferiore.

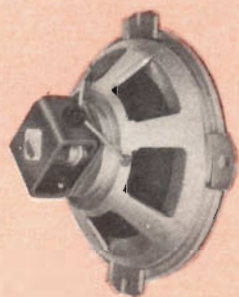
Carico o potenza di picco. — Sta ad indicare la potenza istantanea massima (di punta) che l'altoparlante può assorbire riproducendo la parola o la musica, senza subire danneggiamenti.

In buone condizioni di funzionamento, e cioè: assenza di corti circuiti acustici, efficace smorzamento dell'altoparlante dei bassi, soppressione delle basse frequenze del tweeter, o dell'altoparlante medio, la potenza di punta ammessa risulta sempre superiore di quella indicata tra i dati tecnici del catalogo.

Frequenza di risonanza (FN). — Sul valore fornito a catalogo, è generalmente ammessa una tolleranza di ± 10 Hz sulle frequenze inferiori a 100 Hz, e di ± 10% sulle frequenze superiori a 100 Hz.

La frequenza di risonanza assume un valore inferiore a quelli sopradetti quando l'altoparlante è montato su una cassa acustica o su un baffle.

La banda delle frequenze di un altoparlante è ricavata in modo che, nelle frequenze limite, la caduta della pressione acustica non superi i 10 dB rispetto alla pressione acustica media.

L'impedenza (resistenza nominale apparente Z_N) della bobina mobile, si riferisce ad una frequenza di 1000 Hz; con una tolleranza non superiore a ± 10 %.

A/458

Altoparlante « Isophon »

Potenza nominale:	8 W
Campo di frequenza:	45 ÷ 10.000 Hz
Dimensioni d'ingombro:	Ø mm 245 x 126
Diametro del cono:	mm 225
Flusso magnetico:	9.000 Gauss
Frequenza di risonanza:	60 Hz
Impedenza:	4 Ω
P25A	

L'induzione magnetica indica la densità del campo magnetico nel traferro.

Viene usata nella costruzione delle calamite per controllare la qualità dei differenti tipi di magneti.

Come previsto dalle tabelle DIN 45.578 il limite di tolleranza ammesso è ± 7 %.

Il flusso magnetico è il prodotto della induzione magnetica per la superficie del traferro.

Il peso del magnete non viene indicato se non richiesto. I magneti speciali costruiti in lega d'alluminio nichel e cobalto hanno un'alta densità d'energia elettromagnetica che consente di ridurre le loro dimensioni ed il loro peso.

Dal peso di un magnete, non si può trarre alcuna conclusione nè giudizio in merito alla qualità dell'altoparlante.

Oltre alle caratteristiche di cui sopra vengono talora usati i seguenti termini:

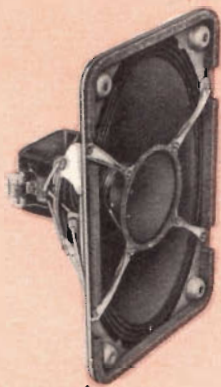
La curva di frequenza di un sistema di altoparlanti è la curva rilevata in un locale acusticamente isolato, su di una « parete acustica infinita » quale quella degli altoparlanti senza custodia appoggiati in piatto su una superficie piana, oppure una « finestrella » di uno schermo posto di fronte all'altoparlante. Il punto di misura deve trovarsi ad 1 m di distanza dall'altoparlante sul suo asse centrale. Queste curve sono generalmente rapportate ad una potenza d'entrata di 1 W. Il valore di 12 dB sulla ordinata corrisponde ad una pressione acustica di 1 μbar.

A/463

Altoparlante « Isophon »

per toni alti. Il filtro passa-alto, già incorporato, consente soltanto la riproduzione delle frequenze al di sopra di 2.000 Hz. Può raggiungere i 12,5 W in collegamento parallelo con un altoparlante normale, oppure con uno per i toni bassi, nel campo da circa 2.000 fino 17.000 Hz.

Dimensioni d'ingombro:	mm 100 x 100 x 50
Diametro del cono:	mm 92
Flusso magnetico:	7.000 Gauss
Impedenza:	5 Ω

Prezzo compreso filtro elettrico incorporato.
HM10C

A/464

Altoparlante bicono « Isophon »

Potenza nominale:	8 W
Campo di frequenza:	35 ÷ 17.000 Hz
Dimensioni d'ingombro:	mm 320 x 210 x 139
Dimensione dei coni	
unità toni alti:	mm 92
unità toni bassi:	mm 302 x 192
Flusso magnetico	
unità toni bassi:	10.000 Gauss
unità toni alti:	11.000 Gauss
Frequenza di risonanza:	55 Hz
Impedenza:	4 Ω

Prezzo compreso filtro elettrico.
PH2132E

L'energia del traferro indica la quantità di energia presente nel traferro di un sistema magnetico. Essa è proporzionale al volume del traferro ed al quadrato dell'induzione ed è anche l'unità per la misura del contenuto d'energia del magnete usato.

La sensibilità nominale indica la pressione acustica media di un altoparlante misurata ad un metro di distanza, sull'asse centrale di diffusione, per una potenza d'entrata di 1 W nella gamma di frequenza di 250 fino a 4000 Hz. Negli altoparlanti nudi, questo valore viene determinato su « pareti acustiche infinite ».

La potenza assorbita è determinata in ambiente insonoro. Essa indica la potenza necessaria ad un altoparlante per generare alla distanza di 3 m, ed alla frequenza di 250 Hz, una pressione acustica di 4 μbar (ciò che corrisponde a 86 dB o phon).

In un normale locale di abitazione la attenuazione acustica è minore che in un locale insonoro, a questo modo a parità di potenza, la pressione acustica è più grande.

Passate rapidamente in rassegna le principali caratteristiche di un altoparlante o di un complesso di altoparlanti, vediamo quali siano i criteri da seguire per effettuare la scelta di un altoparlante.

Un primo criterio di scelta è in funzione della banda passante da riprodurre. È impossibile riprodurre fedelmente tutta la gamma di frequenze audio da 20 fino a 20.000 Hz con un solo altoparlante, poichè la gamma passante dipende dalla sua costruzione e dalle sue dimensioni. Per la riproduzione di toni alti, la membrana dell'altoparlante deve essere leggera e rigida; per la riproduzione di toni bassi, invece, è necessaria una membrana di grande superficie, ma con una sospensione molto elastica.

A/465

Altoparlante Woofer « Isophon »

Potenza nominale:	12,5 W
Campo di frequenza:	30 ÷ 8.000 Hz
Dimensioni d'ingombro:	Ø mm 300 x 180
Diametro del cono:	mm 265
Flusso magnetico:	10.000 Gauss
Frequenza di risonanza:	45 Hz
Impedenza:	4 Ω

P30/37A

Per queste ragioni si costruiscono tre tipi d'altoparlanti e cioè:

— Altoparlanti per i toni gravi o bassi
— Altoparlanti per i toni medi
— Altoparlanti per i toni acuti

Si costruiscono normalmente anche altoparlanti destinati a riprodurre due gamme, da cui il termine **medio-acuti** e **medio-gravi.**

In relazione alla vasta gamma di frequenze richieste per l'alta fedeltà, le installazioni Hi-Fi necessitano di complessi riproduttori comprendenti più tipi di altoparlanti capaci di riprodurre fedelmente una gamma comprendente almeno frequenze di 50 ÷ 12.500 Hz.

di speciali accorgimenti — possono essere di dimensioni ridotte.

A questo punto occorre ricordare che gli altoparlanti diffondono sempre le alte frequenze a fascio. La concentrazione del raggio è tanto più grande, quanto maggiore è il diametro della membrana.

Quando si desidera ottenere un'irradiazione uniforme di tutte le frequenze, occorre disporre di diversi altoparlanti per toni alti, angolati l'uno rispetto all'altro. L'angolo di due assi di irradiazione deve essere compreso tra 30° e 50°.

Nella scelta di un altoparlante, un altro fattore da tenere in evidenza è l'adattamento dell'impedenza della sua bobina mobile a quella del trasformatore d'uscita dell'amplificatore.

A/475

Diffusore a camera di compressione **«Isophon»** atto a riprodurre frequenze medie ed alte. Può essere accoppiato, tramite crossover, ad altoparlanti che lavorino fino a 15 W di potenza.

Campo di frequenza: 1.000 ÷ 18.000 Hz
Impedenza: 4 ÷ 6 Ω
Dimensioni d'ingombro: mm 400 x 170 x 195
DHB6/2-10

Per altri scopi, come per la sonorizzazione di un locale adiacente, oppure per la riproduzione della parola, è sufficiente generalmente un sistema a toni medi, che irradia, nello stesso tempo, una parte sufficiente di basse e di alte frequenze (sistema a banda larga).

In linea di massima, è indifferente montare in una sola custodia diversi altoparlanti, oppure disporre di più custodie separate per ciascuna gamma di frequenze. Questo può essere utile quando si voglia utilizzare altoparlanti già esistenti (per esempio in un apparecchio radio). Si può così separare le custodie relative ai toni bassi, dai sistemi per i toni medi-acuti ed ottenere l'effetto spaziale desiderato.

L'esatta esecuzione della custodia è particolarmente importante per una buona riproduzione dei bassi. Dette custodie debbono essere grandi e stabili. A questo riguardo, la sola eccezione è costituita dalle cosidette « Kompaktboxen » (scatole compatte), le quali — grazie all'impiego

Tutti gli altoparlanti ISOPHON hanno impedenze di 4 ÷ 5 Ohm e sono quindi adatti per il collegamento alle uscite di un amplificatore avente un'impedenza compresa tra i 4 ed i 6 Ohm. Alcuni tipi hanno inoltre la possibilità di allacciare le uscite dell'amplificatore con altre impedenze, come per esempio quella di 16 Ohm per uscite di 100 V.

Se l'impedenza dell'altoparlante è minore del valore di raccordo, dell'amplificatore, si parla di « sotto-adattamento », e nel caso contrario di « sovra-adattamento ». I sotto-adattamenti, sono da evitarsi specialmente negli amplificatori a transistori. I sovra-adattamenti, invece, non danneggiano l'amplificatore, ma portano ad una diminuzione della potenza erogata chiaramente percettibile soltanto oltre il 50 % di disadattamento. Per collegare gli altoparlanti all'amplificatore con impedenze che si discostino dai soliti valori occorre inserire, tra altoparlante ed amplifica-

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza VHF	48 - 80, 80 - 140, 140 - 260 MHz
Gamma di frequenza UHF	450 - 800 MHz
Impedenza d'ingresso	75 Ω sbilanciata 300 Ω bilanciata con **balun** esterno
Sensibilità	da 20 µV a 10.000 µV e con divisore esterno fino a 0,1 V
Precisione di frequenza	entro ± 1,5%
Precisione sensibilità	entro ± 3 dB in VHF entro ± 6 dB in VHF
Banda Passante FI	da 250 kHz a 350 kHz circa
Transistori e diodi usati	5 - 2 G 140, 1 - AFZ 12, 2 - 1 N 82, 2 - 1 G 26, 1 - 0 A 159
Alimentazione	da una batteria a 4,5 V tipo normale
Durata media batteria	100 ore circa di funzionamento intermittente

MISURATORE DI CAMPO UHF VHF

Dimensioni	senza borsa 23x13x9 cm con borsa 22,5x15x10 cm
Peso	senza borsa kg 2,100 con borsa kg 2,900
Accessori	Borsa in cuoio Divisore ester. rapp. 1:10 Balun 75 - 300 Ω

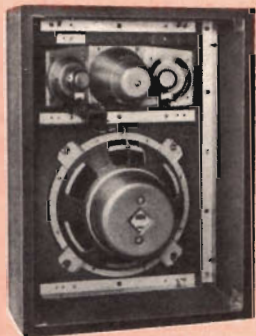
ORGANIZZAZIONE DI VENDITA DEI PRODOTTI

IN ITALIA

ANCONA - Via Marconi, 143
BIELLA (VC) - Via Elvo, 16
BOLOGNA - Via G. Brugnoli, 1/A
BOLZANO - P.zza Cristo Re, 7
BRESCIA - Via G. Chiassi, 12/C
CAGLIARI - Via Manzoni, 21/23
CASERTA - Via Colombo, 13
CATANIA - Via M. R. Imbriani, 70
CIVITANOVA M. (MC) - Via G. Leopardi, 12
COSENZA - Via A. Miceli, 31/A
CREMONA - Via Del Vasto, 5
FERRARA - Via IV Novembre, 19
FIRENZE - V.le Belfiore, 8/10 r
GENOVA - P.zza J. Da Varagine, 7/8 r
IMPERIA - Via F. Buonarroti
LA SPEZIA - Via Fiume, 18
LIVORNO - Via Della Madonna, 48
MACERATA - C.so Cavour, 109
MANTOVA - P.zza Arche, 8
MESTRE (VE) - Via Torino, 1
NOVI LIGURE (AL) - Via Amendola, 14
PADOVA - Via Alberto da Padova
PALERMO - P.zza Castelnuovo, 48
PARMA - Via Alessandria, 7
PAVIA - Via G. Franchi, 10
PERUGIA - Via Bonazzi, 57
PESARO - Via Guido Postumo, 6
PESCARA - Via Genova, 18
PIACENZA - Via S. Donnino, 16
PORDENONE (UD) - P.zza Duca D'Aosta
ROMA - V.le Carnaro, 18/A/C/D/E
ROVIGO - Via Umberto I°, 24
TARANTO - Via G. Mazzini, 136
TERNI - Via Delle Portelle, 12
TORINO - Via Nizza, 34
TRIESTE - Via Montanelli, 1
UDINE - Via Marangoni, 87-89
VERONA - Vicolo Cieco del Parigino, 13
VICENZA - Contrà Mure Porta Nuova, 8

tore, un apposito trasformatore di impedenza pure fornito dalla ISOPHON.

Altro fattore da tener presente nella scelta di un altoparlante è quello della potenza modulata.

Questo valore, assieme a quello della potenza minima necessaria per ottenere un sufficiente volume sonoro, è di importanza capitale nella scelta dell'altoparlante. Questi due valori non sono in correlazione diretta, è comprensibile quindi che un altoparlante con minimo assorbi-

A/481-1

Combinazione « Isophon » HI-FI
indicata per impianti stereo e monoaurali.

Potenza: 15 W
Campo di frequenza: 30 ÷ 16.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer tipo A/475
N. 1 Sistema di riproduzione sonora per le note medie-alte, tipo A/475
Impedenza: 4,5 Ω
Dimensioni d'ingombro: mm 600 x 450 x 200
G/3037

mento di potenza possa essere capace di modulare una potenza di 20 W, o anche che un altoparlante che necessiti di una potenza minima elevata, possa modulare soltanto di 5 W.

D'altra parte un altoparlante con rendimento relativamente debole può assorbire una potenza più elevata che non un altoparlante, uguale, ma con un rendimento maggiore.

Per mantenere al livello più basso possibile le distorsioni dell'altoparlante, la potenza nominale di un altoparlante, o di una combinazione di altoparlanti, deve essere maggiore della potenza effettiva che si manifesta nel funzionamento.

Tenendo presente la potenza d'uscita dell'amplificatore, la scelta dell'altoparlante deve essere effettuata in modo che la sua potenza di punta non sia mai inferiore a quella massima dell'amplificatore, e ciò per evitare rischi di deterioramento dell'altoparlante.

Non si può giudicare in linea generale quale sia il carico che un altoparlante può sopportare durante il funzionamento, dato che questo valore dipende in gran parte dalle condizioni ambientali e dal livello dei rumori parassiti. Nei locali di abitazione, usando altoparlanti con normale sensibilità nominale ed in condizioni di ascolto normali per un locale chiuso, si può contare su di un valore medio di 20 ÷ 50 mW, ciò che corrisponde per la musica da ballo o la danza a dei valori di picco di 60 ÷ 150 mW. Per la riproduzione di musica orchestrale, da buoni dischi, i valori di punta possono essere di 15 W ed oltre.

Nelle cosidette « Kompaktboxen » (per esempio la Serie HSB) si deve prevedere un valore di potenza circa doppio.

Da questi valori si può dedurre, non solo la potenza necessaria degli altoparlanti, ma anche la necessaria potenza di uscita dell'amplificatore. Per la musica da ballo e la musica leggera, ed in condizioni di ascolto normali per una camera di appartamento, basta per i soliti altoparlanti un amplificatore da 2 ÷ 3 W.

Usando le « Kompaktboxen » si dovrebbe disporre, se l'amplificatore è monoaurale, di almeno 5 W o, rispettivamente, 2 ÷ 3 W per ciascun canale per amplificatori stereo.

Nel caso, per esempio, della riproduzione della dinamica di grandi orchestre, occorre disporre di un amplificatore da almeno 10 W e, negli impianti stereofonici di 2 x 6 W.

Per la sonorizzazione di vasti locali (sale, locali di fabbrica, ecc.) oppure per la sonorizzazione all'aperto, non si possono dare dei dati di potenza che siano validi per tutti i casi.

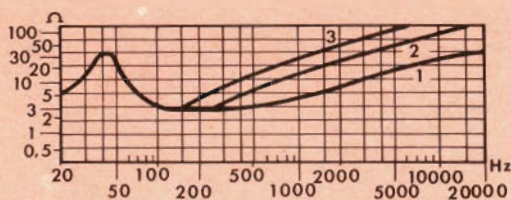



Fig. 1 - Curve d'impedenza di un altoparlante per i bassi (P 30/37 A)

1) senza bobina d'induttanza
2) con bobina d'induttanza di 1,5 mH in serie
3) con bobina d'induttanza di 3 mH in serie.

L'accoppiamento di diversi altoparlanti

Come abbiamo visto in precedenza, per una installazione di qualità è sempre necessaria la combinazione di più altoparlanti.

Questa combinazione è necessaria anche quando si desidera riprodurre una vasta gamma di frequenze per la sonorizzazione uniforme di una grande sala, oppure di più locali.

Per facilitare il funzionamento in parallelo di più altoparlanti, sono stati contrassegnati in rosso ed in giallo i loro terminali. Per verificare e confrontare la polarizzazione di altoparlanti si collega, ad esempio, sul raccordo rosso il polo positivo di una lampadina tascabile di ~ 3 V (il polo corto di una pila piatta, od il polo centrale di una pila cilindrica), e si vede in che verso la membrana dell'altoparlante s'incurva. Per tutti gli altoparlanti si determina così la polarità.

Quando diversi altoparlanti vengono collegati in serie, si collega il polo giallo di un altoparlante con il polo rosso dell'altro.

Quando si collegano in parallelo, si uniranno invece tra loro i poli dello stesso colore.

Accoppiamento di altoparlanti con gamme di frequenza tra loro differenti

Come è noto, le impedenze (induttanza) ed i condensatori (capacità) hanno un'impedenza che varia in funzione della frequenza. Con frequenze molto basse essa è debole per le impedenze, ed alta per i condensatori. Questa differenza, man mano che la frequenza aumenta, diminuisce, fino a raggiungere un rapporto inverso nelle frequenze molto alte.

Il punto d'inversione dipende dall'induttanza delle impedenze e dalla capacità dei condensatori.

Questa caratteristica particolare delle impedenze e dei condensatori viene sfruttata quando si vuol distribuire le varie gamme di frequenza su diversi altoparlanti.

Davanti all'altoparlante dei bassi si intercala un'impedenza; davanti all'altoparlante degli alti s'intercala un condensatore. I diagrammi delle figg. 1 - 3 rappresentano le curve d'impedenza di diversi altoparlanti con bobine d'impedenza o condensatori, secondo i casi.

Le caratteristiche delle bobine d'induttanza e dei condensatori sono in funzione delle frequenze di transizione (di taglio) desiderate tra i vari altoparlanti, nonchè delle loro rispettive impedenze. I valori delle frequenze di taglio tra l'altoparlante

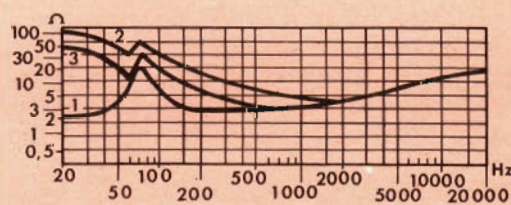



Fig. 2 - Curve d'impedenza di un altoparlante medio (P 21 A)

1) senza condensatore
2) con condensatore da 50 µF in serie
3) con condensatore da 100 µF in serie.

per i bassi, e l'altoparlante per i toni medi e tra quest'ultimo e l'altoparlante per gli alti, si aggirano sui 500 fino a 4000 Hz.

Quest'ultimo valore è pure applicabile ad una combinazione comprendente un altoparlante per i toni bassi-medi ed un altoparlante per gli alti.

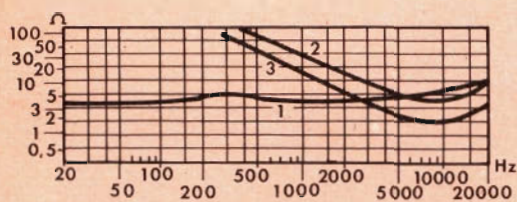



Fig. 3 - Curve d'impedenza di un altoparlante per gli alti (HM 10 C).

1) senza condensatore
2) con condensatore da 4 μF in serie
3) 2 altoparlanti in parallelo, ciascuno con un condensatore da 4 μF in serie.

Fig. 4 - Curve di massima della pressione acustica degli altoparlanti dello schema della fig. 5.

Nella frequenza di taglio, l'impedenza delle bobine d'induttanza collegate in serie deve essere il doppio dell'impedenza dell'altoparlante (boomer) solo; lo stesso vale per la frequenza di taglio tra un altoparlante dei toni medi ed un altoparlante dei toni alti. Il punto esatto di transizione, o di taglio, si trova sulla frequenza dove l'impedenza delle due serie (altoparlante-bobine d'induttanza, rispettivamente altoparlante-condensatore) è identica.

L'influenza di questo circuito sulle caratteristiche di diffusione di ciascun altoparlante risulta dalla fig. 4.

Per ottenere la gamma di frequenza data (figg. 1 - 3) con degli altoparlanti da 4 o 5 Ohm, bisogna intercalare davanti al boomer una bobina d'induttanza di 1,5 mH (tipo ISOPHON D 1), davanti all'altoparlante medio un condensatore di 50 μF e davanti al tweeter, un condensatore di 4 μF. Questo condensatore viene fornito, su richiesta, incorporato nell'altoparlante di toni medio-acuti ISOPHON tipo HM 10/C. La bobina d'induttanza che è teoricamente necessaria per limitare le frequenze alte dell'altoparlante di toni medio-acuti può anche non esserci, dato che come si rileva dalla fig. 2 l'impedenza sale sufficientemente verso le frequenze alte.

La fig. 5 illustra queste inserzioni e la fig. 6 la curva di impedenza di una combinazione di questo tipo. L'altoparlante dei toni acuti secondari, che può essere messo in circuito secondo le necessità, assicura una più larga diffusione delle frequenze alte.

Quando, per ottenere una banda passante più larga, si combinano degli altoparlanti o dei sistemi di altoparlanti aventi altre impedenze che non siano da 4 o 5 Ohm, si moltiplica l'induttanza suddetta per il medesimo fattore dell'impedenza; le capacità devono allora essere divise per il medesimo fattore.

Esempio: a un tweeter d'una impedenza di 10 Ohm (in luogo di 5 Ohm) si applica il fattore 2. Invece di 4 μF il condensatore dovrà avere una capacità di 2 μF. Si possono usare dei condensatori elettrolitici normali; ma la loro tensione nominale deve essere almeno tre volte superiore alla tensione di servizio. In ogni caso dovrebbero essere sufficienti dei condensatori con una tensione nominale di 35/40 o 70/80 V.

Lo schema della fig. 5 tiene conto della possibilità di diffusione di tutte le frequenze in fase. L'inversione dei poli del tweeter si spiega con l'azione dei condensatori e delle bobine d'induttanza.

La potenza modulata delle combinazioni, è essenzialmente in funzione di quella del boomer e dell'altoparlante di toni medi, dato che essi utilizzano la maggior parte dell'energia esistente.

Se le frequenze sono ripartite come visto, il boomer e l'altoparlante dei toni medi assorbono, ciascuno, fino al 50 %, ed il tweeter fino al 15 % della potenza totale. Si noterà tuttavia che il boomer è sottoposto ad uno sforzo di ampiezza che va fino al 100 % mentre il tweeter e l'altoparlante di toni medi forniscono uno sforzo essenzialmente termico.

I dati di potenza modulata sopra indicati, valgono solo per amplificatori funzionanti con frequenze lineari; essi cambiano in funzione delle regolazioni effettuate sui comandi dei toni bassi ed alti. È importante tenere conto di questo fatto nell'installazione di apparati, i cui altoparlanti devono spesso funzionare a pieno regime.

Accoppiamento di altoparlanti con identica banda passante

Per ottenere una potenza sufficiente o per poter sonorizzare uno o più locali con diversi altoparlanti alimentati da un solo amplificatore, spesso è necessario accoppiare diversi altoparlanti o gruppi di altoparlanti con la medesima banda passante. Per raggiungere lo scopo ci si serve di preferenza di un amplificatore con un'uscita di 100 V.

Apparecchi con uscite d'amplificazione a 100 V

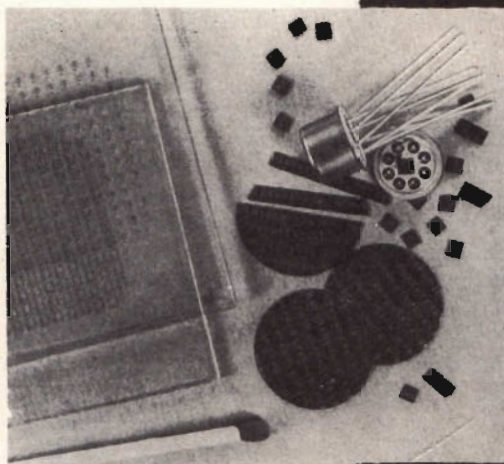
Davanti ad ogni altoparlante bisogna intercalare un trasformatore che riceve in entrata una tensione di 100 V e trasmette all'altoparlante la potenza voluta. L'impedenza d'uscita del trasformatore deve essere quella dell'altoparlante, nella maggior parte dei casi da 4 a 6 Ohm. L'impedenza del circuito primario è calcolata in funzione della potenza di carico desiderata:

$$\text{imped.} = \frac{10.000}{\text{potenza di carico desiderata}}$$

Esempio: Per un assorbimento di potenza di 2 W dell'altoparlante, l'impedenza primaria è:

$$\frac{10.000}{2} = 5.000 \text{ Ohm} = 5 \text{ kOhm}$$

Fig. 5 - Schema di commutazione d'una combinazione boomer-altoparlante toni medi-tweeter, rt = rosso, ge = giallo, sw = nero, we = bianco.

CIRCUITI INTEGRATI AL SILICIO

Negli ultimi anni la miniaturizzazione ha avuto un'importanza sempre crescente nell'elettronica, per il fatto che nelle apparecchiature elettroniche il numero dei componenti è in continuo aumento. Si richiede perciò al singolo componente:

maggior grado di affidamento

minori dimensioni

minori costi di produzione.

Siccome questi requisiti non si ottengono in modo soddisfacente con i componenti e le tecniche circuitali abituali, è stato necessario abbandonare le forme convenzionali per componenti e circuiti, e si è intrapresa una via completamente nuova nella tecnica di produzione.

In pratica si sono affermate fondamentalmente tre tecniche di miniaturizzazione, e cioè la tecnica micromodulare, la tecnica dei circuiti integrati, e la tecnica dei circuiti integrati allo stato solido. Le considerazioni seguenti si riferiscono unicamente alla tecnica dei circuiti integrati allo stato solido, che al momento è oggetto di molte discussioni tecniche. Si descrive la tecnica di produzione e lo stato attuale degli studi nella fabbrica semiconduttori della Siemens & Halske.

Circuiti integrati allo stato solido

Tecnica di produzione.

Innanzi tutto descriviamo come su una piastrina di silicio si possono ricavare i componenti desiderati.

I circuiti integrati vengono prodotti applicando la tecnica planare, già largamente diffusa nella produzione dei transistori (se-

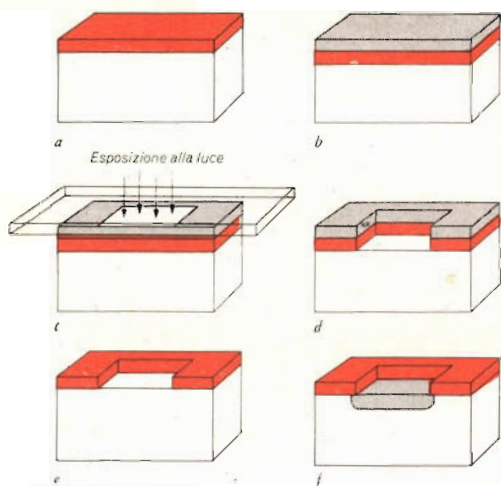



Fig. 1 - Cicli di lavorazione della tecnica planare.

a) Strato di SiO_2 (giallo) sul monocristallo di silicio a conduttanza n, impenetrabile all'umidità.

b) Strato di lacca sensibile alla luce (azzurro) sullo strato di SiO_2

c) Lastra fotografica con la zona annerita (griglio) sullo strato di lacca.

d) Strato di lacca non impressionato tolto mediante processo di sviluppo, strato SiO_2, rimasto scoperto, tolto chimicamente.

e) Strato di lacca tolto completamente.

f) Zona del boro diffuso attraverso le finestre nello strato di SiO_2; strato di diffusione (rosso) a conduttanza p.

miconductor solid circuits). Si ottengono giunzioni pn nel silicio mediante diffusione di impurità dalla superficie. La caratteristica fondamentale della tecnica planare sta nel fatto che mediante uno strato di ossido sulla superficie si può limitare la diffusione delle impurità a quelle parti ove precedentemente era stato tolto lo strato di ossido. Si parla di una mascheratura della superficie mediante SiO_2. Dando alle parti non coperte da SiO_2 forme geometriche definite si possono ottenere giunzioni pn della medesima forma.

Il punto di partenza è una piastrina lucidata di silicio di circa 0,3 mm di spessore, di impurità n. In un'atmosfera di ossigeno o vapore acqueo a temperatura da 1000 a 1200 °C si ottiene sulla superficie uno strato di ossido di circa 0,1 μm (fig. 1a). In un secondo tempo si tratta chimicamente la superficie per ottenere delle fessure di forma definita, attraverso le quali possono penetrare le impurità nel silicio. Per questa operazione la superficie dello strato di silicio ossidato viene ricoperta con una sottile pellicola di una lacca sensibile alla luce (fig. 1b). Si pone poi sulla piastrina di silicio una lastra fotografica annerita nei punti nei quali si vogliono ottenere i fori nell'ossido (fig. 1c). La luce agisce sulla lacca in modo tale che nello sviluppo susseguente sotto le parti annerite questa si stacca, restando intatta altrove. Successivamente, mediante una sostanza che non corrode la lacca, bensì l'ossido di silicio, attraverso i fori della lacca vengono incisi fori nell'ossido (fig. 1d). Eliminata la lacca, l'ossido determina una mascheratura corrispondente alla superficie trasparente della lastra fotografica (fig. 1e). Con questo metodo si ottengono nello strato di ossido delle finestre con diametro fino a 20 μm con contorni estremamente nitidi.

Le piastrine di silicio con impurità n così preparate vengono immesse in un forno a diffusione; si aggiungono poi in piccola quantità dei vapori di un composto di boro. Penetrando il boro nel silicio attraverso la finestra nello strato di ossido, si ottengono in corrispondenza delle finestre degli strati di conduttanza p (fig. 1f) e a profondità di alcuni micron delle giunzioni pn. Le superfici degli strati di conduttanza p vengono immediatamente riossidate.

Applicando contatti elettrici al cristallo base di conduttanza n e ai punti dello strato di conduttanza p liberati dalla superficie di ossido, si ottengono diodi planari (fig. 2a) le cui dimensioni efficaci elettricamente sono determinate dalle dimensioni della finestra di ossido.

Se si vogliono ottenere transistori planari, bisogna dapprima riossidare le finestre sopra gli strati diffusi di conduttanza p (fig. 1f). Quindi si applicano in questo nuovo strato di ossido delle finestre più piccole, attraverso le quali si fa diffondere del fosforo in un secondo processo di dif-

fusione. In questo modo si ottiene una zona di conduttanza n la cui profondità può essere resa minore di ca. 1 μm di quella della zona di conduttanza p, mediante un'opportuna regolazione della temperatura e del tempo di diffusione. Si ottiene in questo modo una struttura pnp con uno spessore di base di un micron, com'è richiesto per i transistori. Dopo i processi di diffusione si ricoprono le superfici scoperte nuovamente con uno strato di SiO_2. Come mostra la fig. 2b, per via delle ripetute ossidazioni e della parziale rimozione dell'ossido su emettitore, base e cristallo di partenza, si ottengono strati di ossido di spessore differente. Per la formazione del contatto di base e di emettitore si liberano i punti corrispondenti dall'ossido e, mediante l'applicazione di una maschera, si fa adsorbire su di essi uno strato di alluminio. Lo strato di ossido che protegge la superficie ed in particolare le giunzioni pn è la caratteristica della tecnica planare. Per questa ragione si ottengono correnti inverse nelle giunzioni pn particolarmente piccole (circa 1 nA) e per i transistori un'amplificazione di corrente elevata anche per piccole correnti.

Mediante la tecnica planare si possono costruire anche resistenze ohmiche e condensatori.

Si ottengono resistenze ohmiche facendo un foro nello strato di ossido e facendovi diffondere del boro, sottinteso sempre che il cristallo di partenza di silicio sia di conduttanza n. Poi si ricopre nuovamente la superficie con uno strato di ossido e si eseguono i contatti come per i transistori (fig. 2c). Il percorso della corrente è limitato dalla giunzione pn; applicando una tensione si ha una corrente solo nello strato diffuso di conduttanza p. Il valore della resistenza è determinato dunque dalla forma geometrica, dallo spessore, dalla concentrazione di impurità nello strato diffuso.

I condensatori possono essere costruiti secondo due metodi. O si utilizza la capacità di una giunzione pn polarizzata in senso inverso, che può essere per esempio ottenuta anche per diffusione (fig. 2d), oppure si fa adsorbire sullo strato di ossido uno strato metallico, utilizzando l'ossido

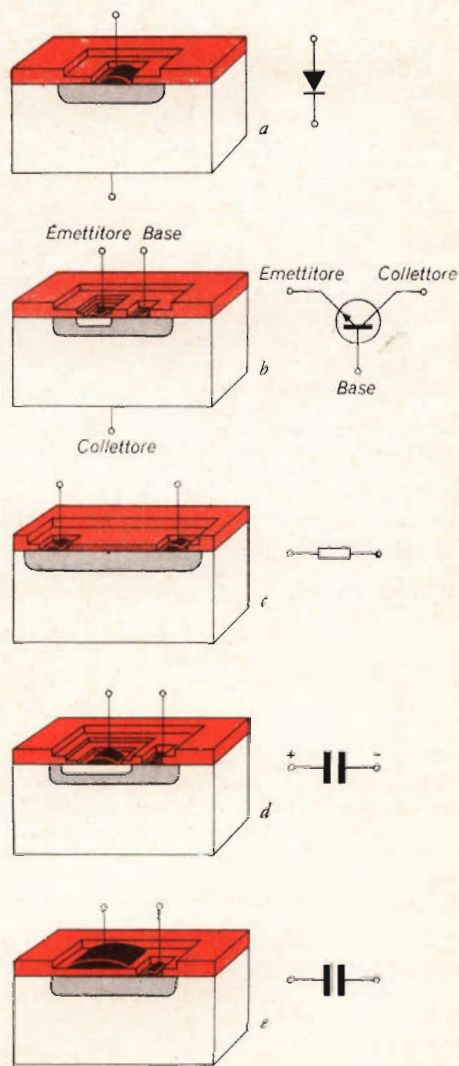



Fig. 2 - Costruzione dei componenti secondo la tecnica planare.

a) Diodo, **b)** Transistore, **c)** Resistenza ohmica; **d)** Condensatore (polarizzato), **e)** Condensatore (non polarizzato).

Giallo: strato di SiO_2 sul monocristallo di silicio a conduttanza n

Rosso: strato di diffusione a conduttanza p

Grigio: strato di diffusione a conduttanza n

Nero: alluminio adsorbito

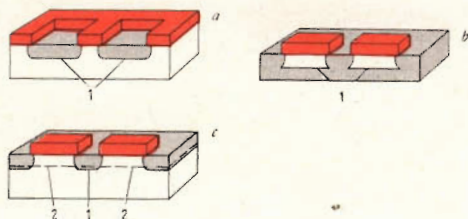



Fig. 3 - Possibilità di isolamento dei componenti in una piastrina di silicio mediante giunzione pn.

a) In un cristallo di silicio (bianco) a conduttanza p vengono generate mediante diffusione di fosforo zone a conduttanza n dette vasche (grigio). In queste vasche, che sono isolate fra di loro mediante le giunzioni pn (1) formate nella diffusione, possono venire costruiti i componenti.

b) In un cristallo di silicio a conduttanza n è stato diffuso del boro contemporaneamente dalla parte superiore e inferiore in modo che i fronti di diffusione si sovrappongano nella mezzaria della piastrina (rosso). Sotto parti della superficie superiore, ricoperte durante la diffusione con ossido (giallo), rimane la conduttanza n originaria del cristallo di base (bianco).

c) Su un cristallo a conduttanza p è stato accresciuto uno strato a conduttanza n di 20 μm di spessore. In questo modo si è formato tra cristallo di partenza e strato epitassiale una giunzione pn (2). Gli strati epitassiali sono divisi mediante una diffusione p (rossa) con corrispondente mascheratura (giallo), in vasche a conduttanza n per i componenti.

1) Giunzione pn fra cristallo base e strato diffuso.

2) Giunzione pn fra cristallo base e strato epitassiale

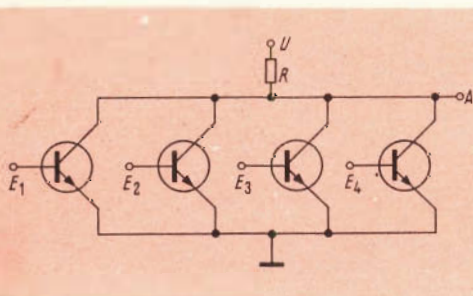



Fig. 4 - Schema di principio di un circuito NOR

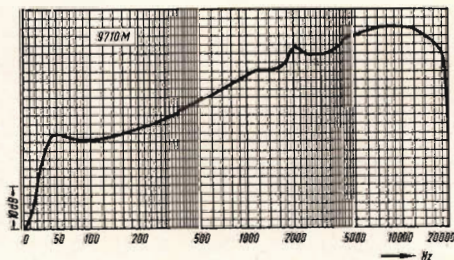
E_1, E_2, E_3, E_4, Ingressi
U Tensione d'alimentazione
R Resistenza di carico
A Uscita

come dielettrico, mentre lo strato metallico adsorbito e la piastrina di silicio formano i piatti del condensatore (fig. 2e).

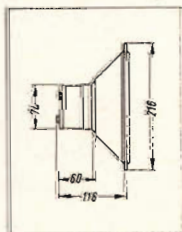
Come già accennato, si possono formare su una piastrina di silicio in processi di diffusione successivi i componenti di interi circuiti. Affinchè non siano poste troppe limitazioni al circuito, deve essere possibile isolare i vari componenti fra di loro su una piastrina di silicio. Ciò è possibile mediante un altro processo di diffusione.

Si può ad esempio, partire da una piastrina di silicio di conduttanza p ad alta resistività e, attraverso finestrelle praticate nello strato di ossido, fare diffondere del fosforo fino ad una profondità di circa 20 μm, con una concentrazione molto piccola di circa $5 \cdot 10^{17}$ cm^{-3}. In questo modo si ottengono nella piastrina di silicio a conduttanza p vasche a conduttanza n che sono isolate fra di loro dalle due giunzioni pn (fig. 3a). In ciascuna di queste vasche possono essere collocati un componente o più componenti. La corrente di perdita delle giunzioni pn isolanti è sufficientemente piccola per la maggior parte delle applicazioni. Le giunzioni pn isolanti hanno però una certa capacità, di modo che le singole vasche sono collegate capacitivamente fra di loro. Utilizzando un cristallo di partenza a resistività elevata (cioè con poche impurità), queste capacità possono essere tenute ridotte, di modo che non disturbino. Un altro sistema per ottenere l'isolamento parte da un materiale a conduttanza n con media concentrazione di impurità e, contrariamente al metodo appena descritto, lascia coperte con ossido le zone delle vasche. La superficie restante e la parte inferiore sono libere da ossido. Si diffonde poi da tutti i lati del boro nel silicio, fino ad una profondità leggermente maggiore del mezzo spessore della piastrina; in questo modo la diffusione avviene in tutto lo spessore della piastrina, ad eccezione delle zone immediatamente sotto la mascheratura (fig. 3b). Uno svantaggio è che la profondità di diffusione deve essere leggermente maggiore del mezzo spessore del cristallo di partenza. Affinchè i tempi di diffusione rimangano in limiti ragionevoli, le piastrine di cristallo devono avere uno spessore di soli

9710 M ALTOPARLANTE PHILIPS

PER RIPRODUZIONI AD ALTA FEDELTA'

L'altoparlante 9710M è destinato ad essere impiegato in apparecchiature di alta fedeltà. Il suo potente magnete in lega di Ticonal assicura un'elevata sensibilità entro la banda di frequenze da 50 a 20.000 Hz. La sua potenza sonora può essere sfruttata interamente: grazie, infatti alla particolare realizzazione del traferro, la bobina mobile non viene a trovarsi fuori del campo magnetico neppure durante i picchi di massima potenza. Il valore dell'impedenza della bobina mobile si mantiene costante per tutta la banda riprodotta.

La favorevole curva di risposta e le eccellenti prestazioni di questo altoparlante ne fanno un elemento insostituibile in tutte le apparecchiature di alta fedeltà.

Potenza massima: 10 W
Impedenza della bobina mobile: 7 Ω (9710M); 800 Ω (9710AM)
Diametro del cono: 195 mm
Frequenza di risonanza: 50 Hz
enza massima riprodotta: 20.000 Hz
Induzione magnetica nel traferro: 8.000 gauss
Flusso magnetico complessivo: 98.000 maxwell

PHILIPS

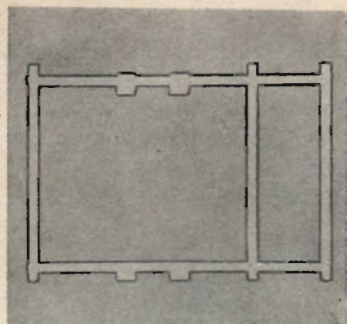
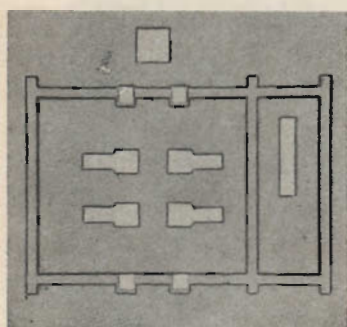
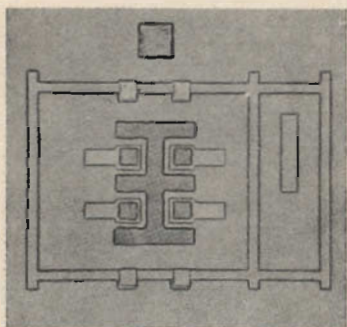
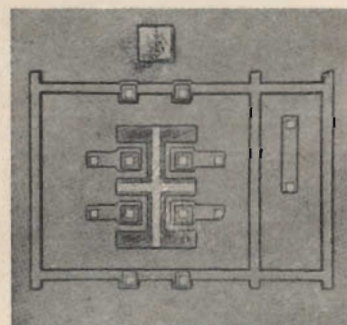
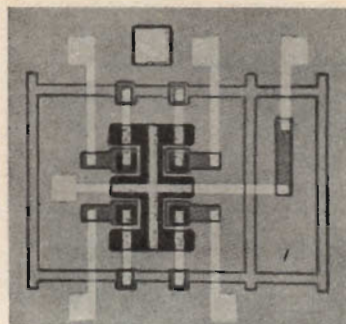
Philips S.p.A.
Reparto Elettronica - Milano
P.zza IV Novembre 3

a

b

c

d

e

Fig. 5 - Cicli di lavorazione per la costruzione del circuito della fig. 4.

a) Modello di tracciatura chimica (chiaro) in uno strato di SiO_2 (scuro) di un cristallo di silicio a conduttanza n e formazione di due vasche.

b) Finestre per le basi di 4 transistori (vasca grande) e 1 resistenza (vasca piccola); diffusione di boro attraverso queste finestre.

c) Diffusione di fosforo per gli emettitori e il contatto di base comune.

d) Finestre per i punti di contatto.

e) Conduttori adsorbiti (bianco).

La macchia quadrata sopra il circuito serve a scopi di controllo.

0,1 mm; piastrine così sottili sono però molto delicate meccanicamente.

Gli svantaggi summenzionati sono in gran parte eliminabili con l'applicazione dell'epitassia. Su una piastrina di silicio con conduttanza p con piccola concentrazione di impurità si lascia accrescere uno strato a conduttanza n di media concentrazione, di spessore 20 μm, con lo stesso orientamento cristallografico (fig. 3c). Per separare lo strato epitassiale a conduttanza n dalle pareti intermedie e dal cristallo

di partenza, entrambe a conduttanza p, è necessaria solo una profondità di diffusione di circa 20 μm. La piastrina di silicio può essere sufficientemente spessa, cioè meccanicamente resistente, giacchè la diffusione interessa solo lo strato epitassiale e non tutta la piastrina. Le capacità parallele fra le vasche si riducono ad un valore minimo se il cristallo di partenza a conduttanza p è a conduttività elevata (bassa concentrazione).

Esempio di applicazione

Si descrive qui di seguito un circuito NOR prodotto e studiato nel laboratorio della fabbrica semiconduttori della Siemens & Halske.

Il circuito (fig. 4) è composto da 4 transistori posti in parallelo con la resistenza di collettore comune. Avendo i collettori dei quattro transistori sempre lo stesso potenziale, tutti i transistori possono essere collocati nella stessa vasca. Per la resistenza ohmica si rende necessaria una seconda vasca, poichè altrimenti i collettori sarebbero direttamente sotto tensione. La figura 5a mostra i canali tracciati chimicamente nello strato di ossido di una piastrina di silicio a conduttanza n, i quali, dopo una prima diffusione di boro, formano due vasche fra di loro isolate.

Dopo aver praticato ulteriori finestre nello strato di ossido (il quale, dopo ogni processo di diffusione va ristabilito) si formano, mediante l'ulteriore diffusione di boro, nella prima vasca le basi dei quattro transistori e nella seconda la resistenza (fig. 5b). La profondità di penetrazione e la concentrazione sono però minori che nella prima diffusione. Mediante un terzo trattamento chimico e una diffusione di fosforo attraverso le finestre così praticate, si ottengono gli emettitori e il contatto del collettore a bassa resistività (fig. 5c). In un secondo tempo si fanno dei fori nell'ossido nei punti ove saranno applicati i contatti (fig. 5d). Si adsorbono attraverso una maschera i circuiti di collegamento sotto forma di nastri di alluminio (fig. 5e). La piastrina di silicio viene poi applicata sul fondo della custodia con otto passanti isolati. I contatti vengono applicati secondo il metodo « nail-head-bonding » (fig. 6). Siccome le vasche sono isolate verso il basso, anche il punto di contatto del collettore deve essere posto sulla parte superiore, cosa che facilita la formazione del contatto. I campioni costruiti secondo questa tecnologia in laboratorio hanno le caratteristiche elettriche raggruppate nella tabella 1.

Lavorazione razionale

Finora non è stato tenuto in debito conto un punto estremamente importante per la produzione razionale dei circuiti integrati, che però non è di grande importanza per la comprensione della struttura. Finora si è sempre parlato di un solo circuito compreso, ad esempio, in una piastrina di 2 x 2 mm. Nella produzione però si utilizzano piastrine di silicio del diametro di 18 e 25 mm, e, per la formazione dello strato di ossido, si usano lastre fotografiche che contengono la traccia di ciascun circuito a mò di scacchiera, con una distanza di circa 2 mm fra i vari circuiti. Lavorando una sola piastrina si ottengono quindi contemporaneamente dai 50 ai 100 circuiti integrati. Solo dopo l'adsorbimento dei conduttori la piastrina viene suddivisa nei singoli circuiti, che in seguito vengono costruiti e muniti di contatti.

Limiti e possibilità della tecnica dei circuiti integrati

Come sempre, anche per i circuiti integrati ai vantaggi si contrappongono gli svantaggi.

I valori di resistenza realizzabili sono compresi in un intervallo che va da pochi Ohm fino a circa 50 kΩ. Essi hanno un coefficiente di temperatura relativamente elevato. Malgrado ciò alcuni costruttori americani parlano di un campo di temperatura ammissibile nei loro circuiti di commutazione integrati che va da —55 fino ai +125 °C. L'uso in un campo di temperatura così vasto è reso possibile dal fatto che tutti i componenti sono in uno stretto contatto termico fra di loro e hanno la stessa temperatura anche se il calore viene sviluppato solo in certi componenti. Per

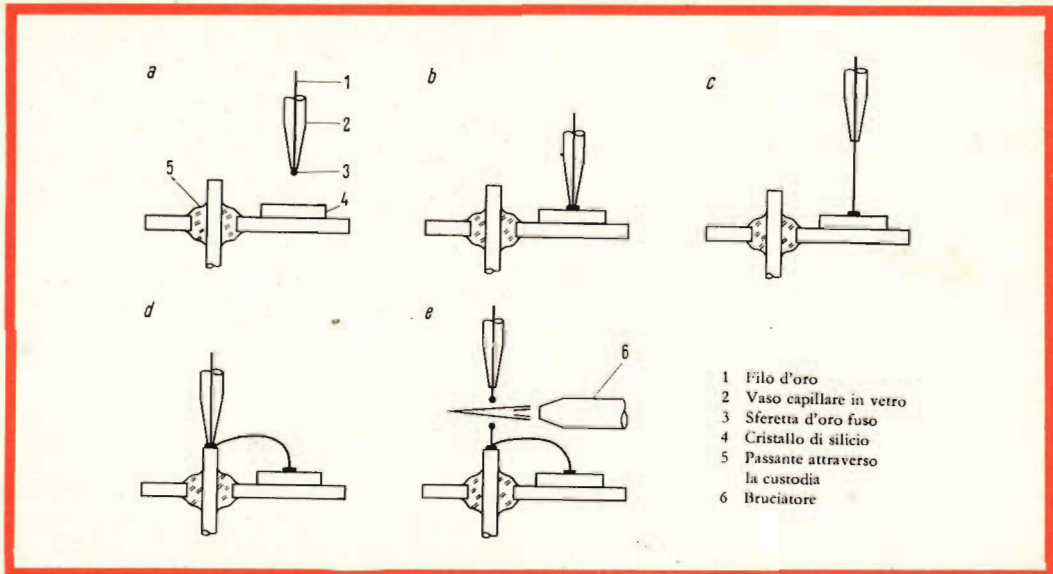



Fig. 6 - Formazione dei contatti mediante « nail-head-bonding »

a) Filo d'oro fuso dietro l'apertura del capillare; **b)** Sferetta d'oro pressata sul cristallo di silicio (300 °C); **c)** Vaso capillare rialzato; **d)** Unione del filo d'oro con il passante; **e)** Fusione del filo d'oro.

questa ragione il rapporto fra i valori di resistenza rimane invariato in un vasto campo di temperatura.

Capacità più grandi sono difficilmente realizzabili. Con il silicio si raggiungono valori di capacità di ca. 1 nF/mm². Il coefficiente di temperatura delle capacità è piccolo. Queste diminuiscono però utilizzando una giunzione pn come condensatore all'aumentare della tensione, dato che aumenta la zona di carica spaziale, e con essa praticamente la distanza dei piatti. Per via della corrente inversa finita, queste capacità sono soggette a perdite. Utilizzando viceversa lo strato di ossido sul semiconduttore come dielettrico non si ha nè dipendenza della tensione nè corrente di perdita.

Finora non si è riusciti a costruire induttanze nei circuiti integrati. Praticamente si procede oggi in modo da progettare circuiti nei quali non si abbiano nè induttanze nè trasformatori. Già questo accenno lascia sottintendere che sarà necessaria una stretta collaborazione fra i tecnici dei semiconduttori e i tecnici dei circuiti per ottenere circuiti progettati in modo ottimale sia per quanto riguarda il comportamento circuitale sia per la realizzabilità tecnologica. Per i circuiti integrati si dovrà cercare di utilizzare possibilmente pochi tipi di componenti. In particolare non si avrà necessità di economizzare con i transistori se essi migliorano il funzionamento del circuito perchè è molto semplice aumentare il numero dei transistori su una piastrina di silicio. Infatti nella maggior parte dei circuiti integrati finora conosciuti, oltre a un maggior numero di transistori, si hanno solo ancora alcune resistenze.

Lo stesso vale per quadripoli lineari, come per esempio amplificatori. I circuiti, nella tecnica dei circuiti integrati, avranno una forma completamente diversa che nella tecnica usuale, dovendosi rinunciare a trasformatori e condensatori di accoppiamento di una certa grandezza. Si utilizzano in gran parte amplificatori differenziali ad accoppiamento diretto, giacchè su una piastrina di silicio i transistori vicini sono sottoposti alle stesse condizioni di lavorazione ed hanno perciò caratteristiche elet-

triche praticamente simili. Si possono inoltre eliminare altri componenti utilizzando transistori npn e pnp.

Gli scopi della tecnica dei circuiti integrati, di costruire cioè circuiti più sicuri, più piccoli e possibilmente anche più economici, sono in parte ancora lontani dall'essere realizzati. Essendo la produzione in questo campo ancora agli inizi non si hanno ancora dati sperimentali sull'affidamento che danno questi circuiti. Alcuni fatti però fanno pensare ad un loro maggiore affidamento: il numero delle saldature è sensibilmente diminuito perchè un gran numero dei collegamenti è conglobato nell'interno del semiconduttore per via della costruzione monolitica; il grado di purezza e la uniformità dei monocristalli a semiconduttori sono sufficientemente noti; l'inserimento ermetico in una custodia metallica protegge i circuiti dalle influenze esterne.

Applicando la tecnica dei circuiti integrati si ha una diminuzione delle dimensioni e del peso. La tendenza verso un'ulteriore miniaturizzazione, se non assolutamente necessaria, è controproducente. Infatti con un'ulteriore miniaturizzazione crescono le difficoltà di cablaggio dei singoli circuiti. Ciò renderebbe più difficile una riduzione dei costi. Inoltre, con il diminuire delle dimensioni, aumenta il calore prodotto per unità di volume, ciò che influenza in modo negativo il grado di affidamento.

I prezzi che si pagano attualmente per i circuiti integrati negli USA sono ancora molto elevati. Questo però dovrebbe cambiare già fra 3 o 5 anni. Rinomate ditte americane che si occupano di circuiti integrati contano che questi diventino più economici dei circuiti convenzionali. Alcuni fatti parlano per la fondatezza di questo ottimismo: la lavorazione di piastrine con 50-100 circuiti è estremamente economica. La produzione di transistori dimostra che con l'applicazione della tecnica planare, a causa della protezione dell'ossido, si ha un'elevata resa di buoni componenti.

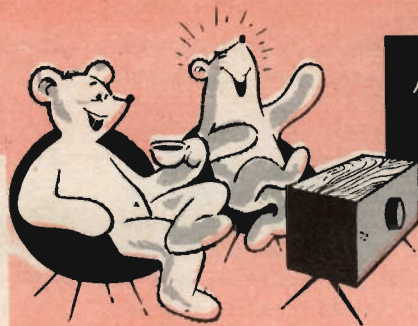
La produzione di transistori Mesa e planari dimostra che i costi di un sistema determinano solo in piccola parte il prezzo, giacchè si fabbricano dei sistemi a centinaia contemporaneamente su una piastrina. Ciò che determina il prezzo è, per questi transistori, il racchiuderli nella custodia, la custodia stessa e soprattutto l'applicazione dei contatti. Questi costi possono essere ridotti raggruppando i componenti in un circuito integrato. Per più componenti si ha un'unica custodia e il numero dei contatti è modesto. Riassumendo si può concludere che la tecnica dei circuiti integrati presenta più vantaggi che svantaggi.

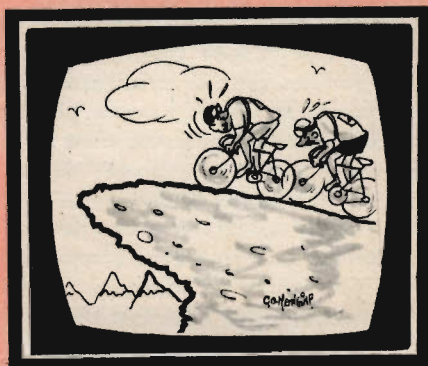
C'è ancora molto da fare, però gli scopi prefissi sembrano raggiungibili, cioè: maggiore grado di affidamento, minori dimensioni e prezzo inferiore. Considerando inoltre il dispendio di mezzi con il quale in particolare grosse ditte americane lavorano per questa tecnologia, appare certo che i circuiti integrati avranno un avvenire e vi sono già voci autorevoli che affermano che questi circuiti integrati causeranno nei prossimi 10 anni nell'elettronica un capovolgimento simile a quello apportato dal transistore nei trascorsi 10 anni.

Tabella 1 - Caratteristiche di campioni di laboratorio di un circuito NOR secondo la tecnica dei circuiti integrati.

Isolamento	
Tensione inversa a 100 μA	> 50 V
Corrente inversa a 20 V	< 5 μA
Transistori	
Tensione inversa U_{EBO} a 100 μA	> 5 V
Tensione inversa collettore-base U_{CBO} a 100 μA	> 10 V
Tensione inversa collettore-emettitore U_{CEO} a 100 μA	> 10 V
Corrente inversa collettore-emettitore I_{CES} a 3 V	< 1 μA
Capacità di collettore C_C a 1 V	< 20 pF
Capacità di emettitore C_E a 0,15 V	< 25 pF
Fattore di amplificazione di corrente B a 1 V, 5 mA	> 30
Tensione residua $U_{CE\ sat}$ a B = 10 e 5 mA	< 0,3 V
Fattore di amplificazione di corrente statica B a 2 V, 3 mA e 100 MHz	> 3
Costante di tempo di immagazzinamento K_S a 5 mA	< 45 ns
Costante di tempo di commutazione T_{CO} a 4 V e 2,5 mA	< 3 ns
Resistenza ohmica	
Valore di resistenza	600 Ω ± 15%

di Heinz Dorendorf e Hans Ullrich

CANNONATE

« Che tremendo calcio di rinvio, cari ascoltatori! Sembra quasi incredibile!... »

« Che bugiardi quegli organizzatori! Ci avevano assicurato che questo tratto era tutto rettilineo e invece adesso io non vedo altro che curve!... »

« Coraggio Rossi. Fra poco comincia la discesa... »

COMPARATORE DI FASE

PER IL CONTROLLO AUTOMATICO DELLA FREQUENZA DI LINEA NEI TV

Il circuito di cui riportiamo in fig. 1 lo schema elettrico, è costituito da un triodo invertitore di fase (1/2 sez. 6CG7-V502) e da due diodi al germanio tipo 0A81 montati in serie.

Questo tipo di discriminatore denominato « DOUBLE ENDED », è considerato ormai un classico tra i circuiti impiegati nella progettazione di ricevitori televisivi, poichè riunisce doti di estrema semplicità di funzionamento ad un'alta insensibilità ai disturbi, con risultato di ottenere una sufficiente stabilità del sincronismo di riga anche in zone molto disturbate (presenza di macchine a scintilla nelle vicinanze dell'antenna) o in zone con scarso segnale a disposizione (rapporto segnale-disturbo in entrata molto basso).

Descrizione del circuito

Due impulsi di sincronismo provenienti dall'invertitore vengono applicati uno sull'anodo del diodo CR501, l'altro sul catodo del diodo CR502.

Contemporaneamente viene applicata al punto **A** del circuito una tensione a forma di dente di sega rovesciato ottenuto per integrazione di un impulso positivo di 600 V ricavato sul trasformatore di riga tramite un avvolgimento supplementare.

Dalla relazione di fase esistente fra gli impulsi di sincronismo e detta tensione integrata, si ricava nel punto **D** una tensione di correzione che viene livellata da un filtro integratore e inviata in griglia dell'oscillatore di riga.

Questa tensione di correzione avrà un certo valore, negativo o positivo, in caso di deriva della frequenza dell'oscillatore rispetto alla frequenza dei segnali di sincronismo presente nel segnale ricevuto in antenna e valore nullo, nel caso in cui

$$f \text{ oscill.} = f \text{ sincronismo}$$

Funzionamento elettrico

Gli impulsi di sincronismo all'uscita del tubo separatore sono applicati ad un tubo amplificatore - invertitore (1/2 6CG7 - V502).

In placca ed in catodo di questo tubo sono presenti due impulsi di uguale ampiezza (22 Vpp) e di fase opposta: positivo in placca e negativo in catodo. Il primo viene inviato tramite C507 sull'anodo del diodo CR501 ed il secondo tramite C508 sul catodo del diodo CR502.

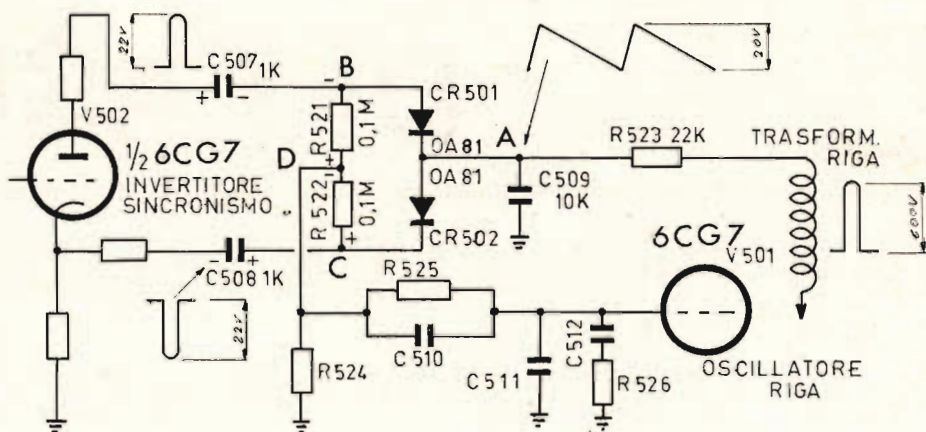



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito comparatore:

La polarità di tali impulsi ha il potere di provocare una circolazione di corrente nei rami C507 / CR501 / C509 e C508 / CR502 / C509 col risultato di caricare C507 e C508 al valore prossimo a quello di cresta, e con le polarità indicate nella fig. 1.

Durante il periodo tra un impulso e l'altro, C507 e C508 si scaricano attraverso, rispettivamente, R521 e R522 polarizzandole con le polarità mostrate in fig. 1. Se il punto **A** è a potenziale 0 Volt (questo avviene quando l'oscillatore è in frequenza esatta), il circuito si trova in simmetria perfetta, le due tensioni ai capi delle due resistenze sono uguali, per cui il punto **D** si trova allo stesso potenziale del punto **A** (0 Volt).

Nessuna tensione di correzione è presente ai capi di R524 e quindi sul filtro costituito dalla rete R525 / C510 / R526 e C512.

Pertanto, come è giusto, nessuna tensione perviene alla griglia dell'oscillatore che si trova in frequenza esatta e non deve subire alcuna correzione.

A questo punto, seguendo il meccanismo fin qui descritto, si noti come qualsiasi impulso disturbante che riesca a superare il separatore, si ritrovi in placca ed in catodo dell'invertitore con uguale ampiezza e con polarità opposta per cui viene ad annullarsi nel punto D.

Questo a conferma di quanto affermato nella nota introduttiva circa l'alta insensibilità ai disturbi di tutto il sistema.

Vediamo più da vicino le prestazioni dei due diodi CR501 e CR502.

Com'è noto i parametri che caratterizzano il funzionamento di un diodo e ne limitano le prestazioni sono: la temperatura, la corrente diretta e la tensione inversa. Basta che uno solo di questi parametri oltrepassi il limite imposto dalla casa costruttrice perchè il diodo arrivi rapidamente a distruggersi.

Dai dati caratteristici della Philips relativi al diodo 0A81, rileviamo i seguenti quattro valori limite:

Temperatura di funzionamento: 75°C max.
Tensione inversa massima a 75°C: 100 V
Corrente diretta massima a 75°C: 150 mA
Corrente accidentale (durata massima 1 sec.) a 75°C: 500 mA.

Nel nostro caso ciascun diodo è sottoposto alle seguenti condizioni di lavoro:

1. Temperatura di funzionamento = 50°C
2. Tensione inversa = 22 V max.
3. Corrente diretta - per le valutazioni della massima corrente diretta circolante nel diodo ci si avvale del circuito equivalente serie, riportato in fig. 2.

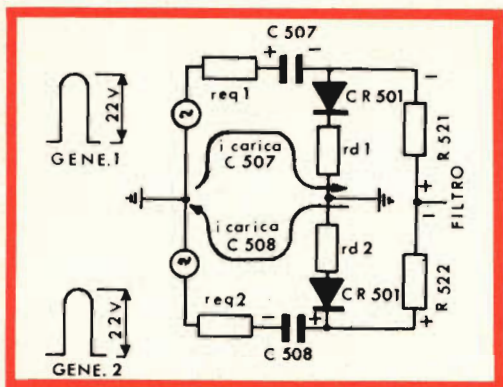



Fig. 2 - Leggenda.

r. d. 1 = resistenza interna Diodo CR 501
r. d. 2 = resistenza interna Diodo CR 502
r. eq. 1 = resistenza equivalente serie generatore 1
r. eq. 2 = resistenza equivalente serie generatore 2

Nell'istante iniziale del funzionamento del discriminatore, l'impulso di 22 V provoca una circolazione di corrente attraverso la rete r. eq. 1 / C507 / CR501 / r. d. 1 e r.eq. 2 / C508 / CR502 - r.d.2. Tenuto conto che r. eq. = 5000 e r. d. = 100 ohm, tale corrente ha un valore di 4,4 mA. È da tener conto che subito dopo l'inizio, il diodo rimane polarizzato negativamente ad un valore prossimo a quello di cresta, per cui ad ogni impulso successivo condurrà molto debolmente, e soltanto in corrispondenza della parte superiore dell'impulso stesso.

Pertanto, l'impulso di corrente calcolato sopra, oltre ad avere un valore molto lontano da quello limite, ha la particolarità di essere saltuario e quindi ancora meno pericoloso per la durata del diodo.

Dal confronto fra i valori limite imposti dalla casa costruttrice ed i valori trovati sopra, si può notare come lo stadio sia stato abbondantemente dimensionato ed i componenti lavorano in condizioni di tutto comodo con ampie garanzie sulla stabilità del funzionamento e sulla durata dei componenti stessi.

Proseguiamo nella descrizione del funzionamento. Con riferimento alla fig. 1, al punto **A** viene applicata una tensione a dente di sega rovesciato ottenuta integrando un impulso positivo del trasformatore di riga.

La fig. 3 dimostra lo schema di principio di tale integrazione.

Nel caso in cui la frequenza dell'oscillatore è uguale a quella di sincronismo la parte saliente di questo segnale integrato, si trova esattamente centrata con i segnali di sincronismo per cui, all'istante in cui

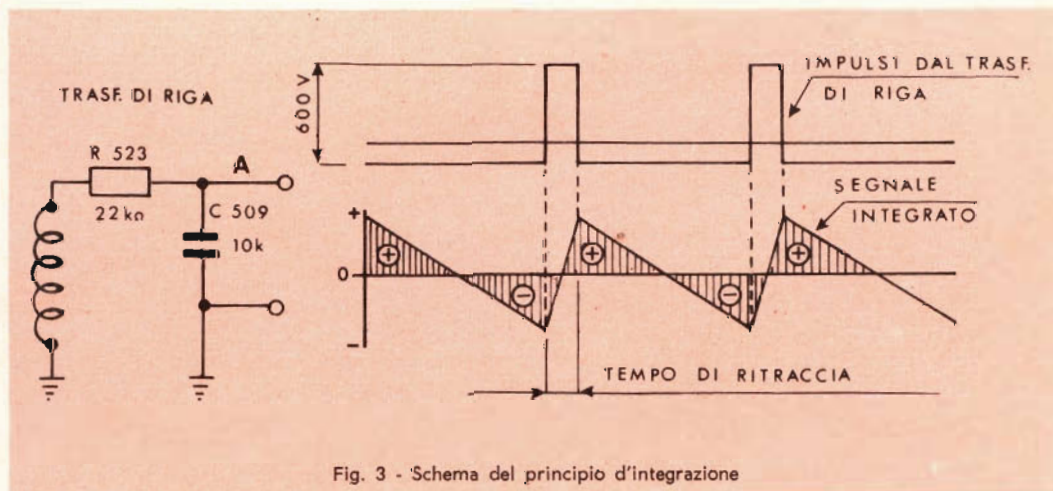



Fig. 3 - Schema del principio d'integrazione

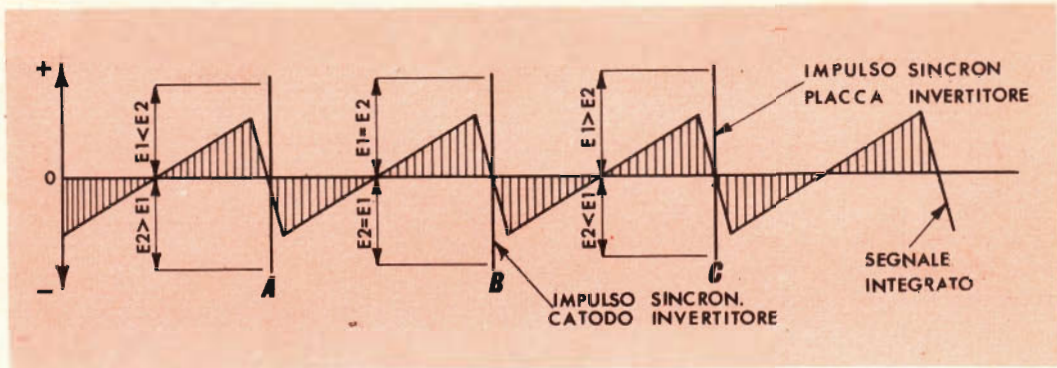



Fig. 4

arriva l'impulso sincro, il punto **A** si trova sulla ascissa O e si verifica la condizione trattata sopra con **V** correzione nulla (vedi fig. 4).

Nel caso in cui:

f oscill. > f. sincr.

si verifica uno sfasamento tra i due segnali di confronto per cui gli impulsi sincro arrivano quando il punto **A** è negativo. In questo caso, il diodo CR501 viene polarizzato in catodo negativamente ed il diodo CR502 viene polarizzato negativamente sull'anodo.

Ne consegue una maggiore conduzione del primo diodo rispetto al secondo con conseguente squilibrio nelle tensioni presenti ai capi di R521 e R522.

Il punto **D** non si trova più allo stesso potenziale del punto **A** ma più positivo. Tale tensione positiva è livellata ed inviata sulla griglia dell'oscillatore, in modo da diminuire la frequenza di funzionamento.

Analogamente ma in modo contrario, avviene quando:

f oscill. < f sincr.

La tensione risultante è questa volta negativa e l'oscillatore viene corretto in modo da aumentare la propria frequenza.

N.B. - Il segnale integrato è disegnato rovesciato, perchè visto a monte del diodo e non a valle come appare in figura 1. Infatti inviando una tensione positiva (negativa) in catodo (anodo) di un diodo si ottiene lo stesso effetto che inviare sull'anodo (catodo) dello stesso diodo una tensione negativa (positiva).

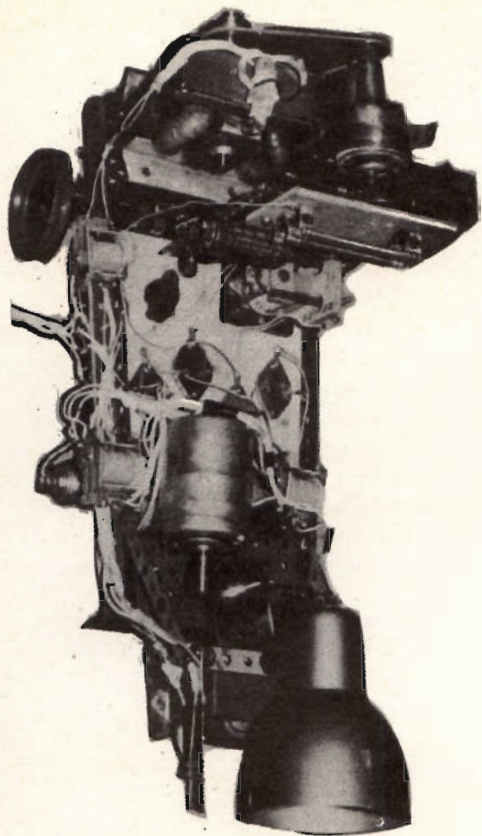
Fig. 4 - Prospetto riassuntivo delle 3 condizioni di funzionamento descritte precedentemente:

A - f osc. < f sincr.

B - f osc. = f sincr.

C - f osc. > f sincr.

Un nuovo fosforo rosso, proveniente da una terra rara, che aumenta la brillantezza degli schermi per la televisione a colori del 40%, è ora usato per la produzione di cinescopi presso la Sylvania Electric Products Inc., una consociata della General Telephone & Electronics Corp.

La Sylvania afferma che con i cinescopi, che adoperano il normale fosforo rosso sotto forma di solfuro, i costruttori devono attenuare il verde chiaro e il blu per ottenere l'equilibrio dei colori; « ciò diminuisce la brillantezza complessiva dell'immagine ». Il nuovo fosforo rosso, oltre ad essere più brillante, ha uno spettro del rosso più puro rispetto al fosforo precedente, il quale s'avvicina di più all'arancio. Questo rosso più marcato fa raggiungere toni più realistici al colore della pelle, ed un bianco più bianco.

AUTO COMANDO

MEDIANTE FOTORESISTENZE

Riceviamo, e pubblichiamo tal quale, uno studio sul comando di un modellino d'auto realizzato, con mezzi di fortuna e molto acume, dal lettore A. de Bono di Torino. La descrizione oltremodo chiara, e i vari schemi e fotografie che l'accompagnano, renderanno facile il compito per tutti coloro che volessero cimentarsi alla sua costruzione.

Si descrive la realizzazione di un modellino di automobile con la guida completamente automatica, cioè sterzo, cambio, e freni comandati da circuiti elettronici, in modo da consentire al veicolo di seguire una qualsiasi traiettoria costituita, nel nostro caso, da una striscia bianca; di cambiare marcia adeguandosi alle varie condizioni di moto (partenza, marcia in salita, marcia in piano); di frenare davanti ad un ostacolo, e di ripartire quando l'ostacolo venga rimosso, di seguire a distanza opportuna un altro veicolo che marciasse davanti.

Verranno poi descritti i dispositivi di comando dello sterzo, del cambio e del freno, accennando prima alla teoria di funzionamento, ai circuiti elettronici, ed ai dispositivi meccanici di comando. La parte autotelaio del modello è stata realizzata, in gran parte, con pezzi del meccano, quindi sotto tale aspetto è suscettibile di modifiche.

Per la parte elettronica sono stati usati invece pezzi e materiali che si avevano in casa, per cui alcuni elementi (es.: i transistori) risulteranno surdimensionati rispetto al carico.

STERZO

Cenni teorici

Si consideri una superficie piana, verniciata per metà in bianco lucido, e per metà in nero opaco, illuminata in modo uniforme. Se indichiamo con 1 il coefficiente di riflessione della zona bianca, il coefficiente di riflessione della zona nera sarà zero. Ciò vuol dire che la quantità di luce che investe la superficie bianca sarà totalmente riflessa, e quella che investe la superficie nera sarà totalmente assorbita.

Se poniamo nella zona bianca, una fotoresistenza sensibile alla luce riflessa, essa presenterà una resistenza minima, se la poniamo nella zona nera, la sua resistenza sarà massima.

Inserendo ora la fotoresistenza nel circuito di base di un transistore che abbia nel circuito di collettore un relè, questo risulterà eccitato o in riposo a seconda che la fotoresistenza esplori la zona bianca o quella nera.

La traiettoria da far seguire al veicolo sarà costituita da una striscia bianca tracciata su di una superficie nera opaca.

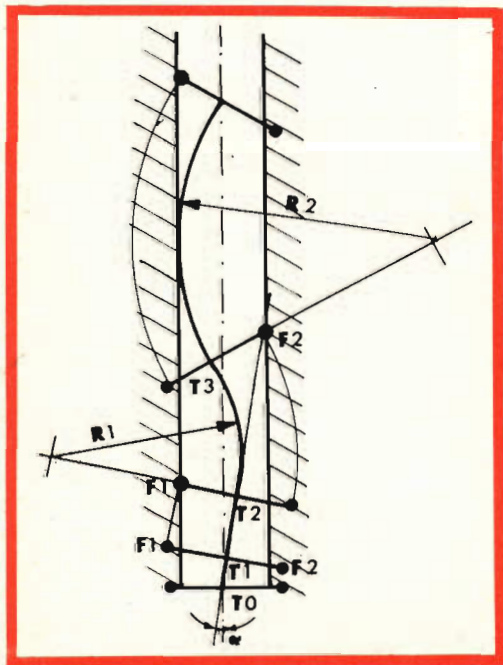



Fig. 1 Il veicolo percorre una traiettoria rettilinea.

A bordo del veicolo, sotto il pavimento, si dispongono due fotoresistenze, una a destra ed una a sinistra, sistemate in modo tale che quando l'asse longitudinale del veicolo coincide con l'asse della striscia, le due fotoresistenze risultano a cavallo della striscia stessa ed entrambe in campo nero.

Un dispositivo d'illuminazione esplora la zona posta sotto le fotoresistenze.

Collegando queste con due amplificatori, uno destro e uno sinistro, a loro volta collegati entrambi al servomotore che comanda lo sterzo, si otterrà che, quando entrambe le fotoresistenze sono in campo nero, lo sterzo sta in riposo, quando una delle due entra in campo bianco, il servomotore agirà sullo sterzo in modo da riportare entrambe le fotoresistenze in campo nero.

Si possono quindi considerare due casi: mantenimento della traiettoria rettilinea ed esecuzione di una curva.

Traiettoria rettilinea (fig. 1): se nell'istante iniziale T_0 l'asse del veicolo coincide con l'asse della traiettoria, le due fotoresistenze si trovano in campo nero, il servosterzo è a riposo, e il veicolo marcerà su una traiettoria rettilinea. Se, successivamente, l'asse dei veicolo, nell'istante T_1, non coincide più con l'asse (rettilineo) della traiettoria ma fa con esso un angolo α, il veicolo tenderà a deviare e ad un certo istante T_2, una delle fotoresistenze (F_1) verrà ad invadere il campo chiaro. Il servosterzo entrerà in funzione in modo da riportarla sul campo nero imponendo alle ruote un raggio di sterzata R_1: procedendo lungo tale traiettoria, il veicolo porterà ora la fotoresistenza F_2 in campo chiaro (T_3): il servosterzo intervenendo ancora, imporrà al veicolo un nuovo raggio di sterzata $R_2 > R_1$ e così via. Il veicolo procederà quindi con traiettoria formata da archi di cerchio i cui centri stanno su rette parallele all'asse della traiettoria da seguire, ed il cui raggio aumenta col tempo, cioè il veicolo marcerà seguendo una traiettoria rettilinea con una andatura pseudo sinusoidale smorzata.

Traiettoria curva (fig. 2): supponiamo che il veicolo, dopo la traiettoria rettilinea, con servosterzo centrato a riposo, entri in una curva di raggio R (istante T_0). Nell'istante T_1, F_2 viene a trovarsi in campo bianco ed il servosterzo imposta una curva di raggio $R_1 < R$.

Nell'istante T_2, F_1 passa in campo bianco ed il servosterzo imposterà una nuova curva di raggio $R_2 > R_1$ e concavità opposta alla prima e così via. Il veicolo seguirà quindi la traiettoria di raggio R con oscillazioni pseudo sinusoidali intorno alla medesima, oscillazioni che andranno smorzandosi man mano che i raggi di curvatura interna r tenderanno ad assumere il valore di R.

Fig. 2 - Il veicolo segue una traiettoria curva

Realizzazione pratica

La pista (traiettoria) sarà costituita da una striscia di carta nera opaca (tipo disegno) larga 200 mm portante incollata al centro una seconda striscia di carta bianca (tipo disegno) larga 35 mm.

La parte elettronica sarà composta da un organo di lettura e da due amplificatori.

L'organo di lettura comprenderà n. 2 fotoresistenze Philips ORP 60 sistemate come indicato in fig. 3, ognuna dentro un tubetto di 9 mm di diametro esterno, dipinto di bianco all'interno e di nero all'esterno.

I due tubetti, uno per parte, saranno fissati sotto il pavimento del veicolo mediante una staffetta a corsoio. La loro distanza, in pianta, dovrà superare di poco la larghezza della striscia bianca (interasse 48 mm).

Per creare una lama di luce sotto le fotoresistenze si impiegherà n. 1 lampadina cilindrica smerigliata da 40 W con schermo riflettente.

Taratura: i valori di H segnati in figura, sono piuttosto critici e determinano la funzionalità del sistema, cioè la variazione di resistenza necessaria a pilotare il complesso secondo che la fotoresistenza si trovi in zona bianca o nera.

Le migliori condizioni si sono avute con la fotoresistenza posta piuttosto in alto nel tubetto, che a sua volta, deve sfiorare la strada. Un'altra possibilità di registrazione si ha agendo sulla molla di richiamo del relais. I valori, puramente indicativi, realizzati, da chi scrive sono i seguenti:

$H_1 = 19$ mm; $H_2 = 12$ mm

$H_3 = H_4 = 5$ mm; $L = 48$ mm

Ogni amplificatore è composto da un transistore tipo 0 C 26 fig. 3 (ovviamente di potenza esuberante) portato all'interdizione dal valore della corrente di base comandata dalla fotoresistenza ORP 60.

Valori misurati (tensione alimentazione 12 V).

fotoresistenza in campo oscuro

$I_c = 4{,}7$ mA

$I_b = 100\ \mu A$

fotoresistenza in campo chiaro

$I_c = 15$ mA

$I_b = 0{,}6$ mA

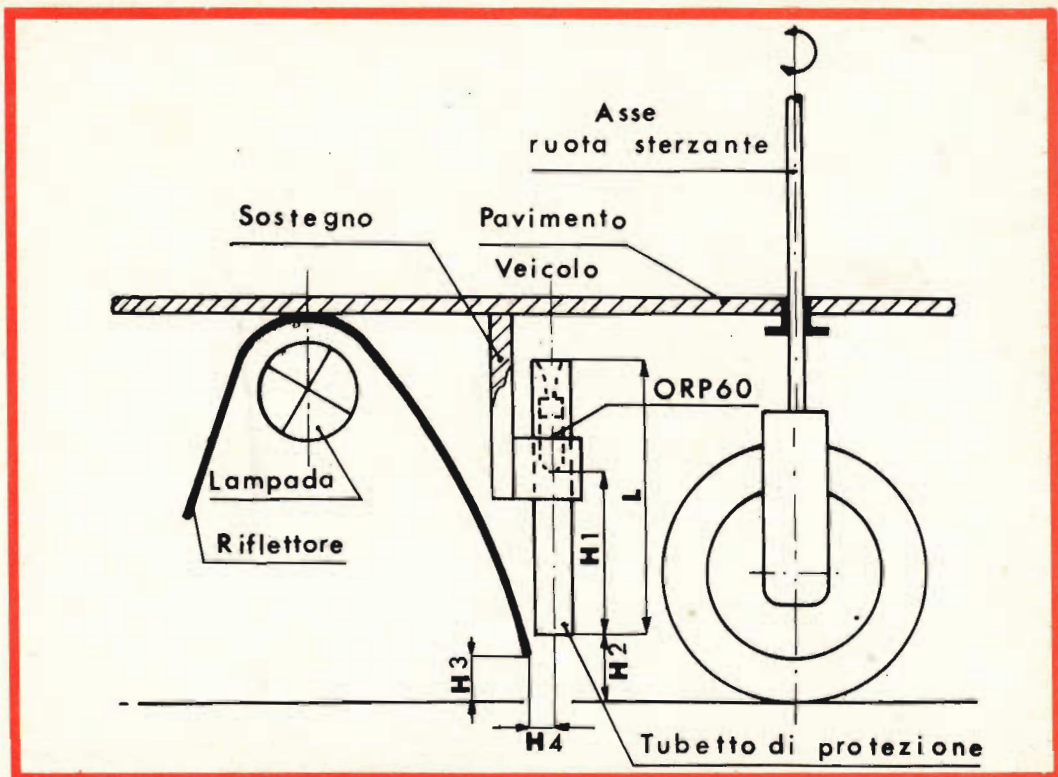



Fig. 3 - Disposizione di montaggio della lampada e della fotoresistenza sul piano inferiore del veicolo.

Realizzazione meccanica

Servosterzo: occorre un motore al quale sia possibile cambiare elettricamente il senso di rotazione, e che, quando è eccitata la fotoresistenza di destra, faccià ruotare lo sterzo a sinistra e viceversa se è eccitata la fotoresistenza di sinistra.

È necessario provvedere il circuito di un interruttore di fine corsa sia per la destra che per la sinistra.

Taratura: la velocità di rotazione dell'asse dello sterzo è legata alla velocità di avanzamento della vettura, in modo che lo sterzo effettui rapidamente la correzione della marcia prima che le fotoresistenze escano dall'area di lettura, non troppo in fretta però per non avere una marcia formata da curve troppo brusche e spezzate. Per semplicità costruttiva, ed eliminazione dei giochi, è stato realizzato un veicolo a 3 ruote con la sola ruota anteriore sterzante. Il motore, di notevole potenza, ha un rapporto di demoltiplicazione 1/57 realizzato con un unico gruppo vite/ruota elicoidale.

L'angolo massimo di sterzata della ruota, sia a destra che a sinistra, è di 40°.

CAMBIO

Scopo del cambio, è quello di mantenere il motore in trazione tra il regime di coppia massima e quello di potenza massima, intervallo che nel motore a scoppio si presenta per un numero di giri piuttosto elevato. Allo spunto o in salita, quando cioè le ruote o sono ferme o girano piano, occorre usare il cambio. Per il suo comando è necessario un organo sensibile alla velocità di rotazione che intervenga non appena il motore scende sotto il regime di coppia massima.

Si consideri un transistore avente inserito sul circuito di base un relè. Con una

tensione di base zero, esso risulterà diseccitato, aumentando la tensione di base questo circuito diverrà conduttore ed il relè si ecciterà.

Se la tensione di base è prodotta da un generatore tachimetrico, collegando questo all'albero di trasmissione, anche la differenza di potenziale sarà proporzionale al numero di giri dell'albero di trasmissione stesso. Collegando quindi il relè elettricamente al cambio in modo che quando è innestata la prima marcia esso è a riposo e quando è innestata la seconda esso è eccitato, basterà regolare la velocità dell'albero in modo di aver innestata la prima per velocità del veicolo da zero a V_1 e la seconda da V_1 fino alla velocità massima.

Per semplicità si sono considerate solo due marce, ma è possibile aumentare il numero delle marce utilizzando dei multivibratori bistabili opportunamente collegati.

Realizzazione pratica

Come generatore tachimetrico è stato usato un generatore da biciclette tipo 6 V. La tensione generata viene raddrizzata mediante un ponte (n. 4 diodi al germanio 0A 85) accuratamente filtrata nel filtro a p greco con condensatori a forte capacità, fig. 4; è necessario un regime di rotazione dell'albero dell'alternatore di circa 1000 giri/1' se si vuole evitare fenomeni di sfarfallamento del relè.

Qualora si preveda una velocità massima dell'alternatore non molto elevata, bisogna aumentare il valore di C_1 e C_2. La tensione filtrata viene poi applicata ai capi di R_2 e tramite il cursore del medesimo applicata alla base del transistore (OC26). Fissando il limite superiore della velocità che si vuole avere in prima, il potenziometro R_2, serve per la taratura.

Valori misurati:

Tensione massima fornita dal generatore ai capi di $R_2 = 2{,}6$ V

Valori alla commutazione $V_{bc} = 0{,}2$ V
$I_b = 1$ mA
$I_c = 22$ mA

La soluzione teorica ideale, sarebbe quella di poter disporre di un motore a corrente continua con avvolgimento ausilario del tipo per tergicristallo. Inserendo mediante l'interruttore I l'avvolgimento C (fig. 5), si aumenta l'eccitazione, e quindi la coppia. Pertanto, essendo necessaria allo spunto la coppia massima, il motore partirà con l'avvolgimento C inserito, una volta raggiunto un determinato numero di giri, su comando del generatore tachimetrico si escluderà C.

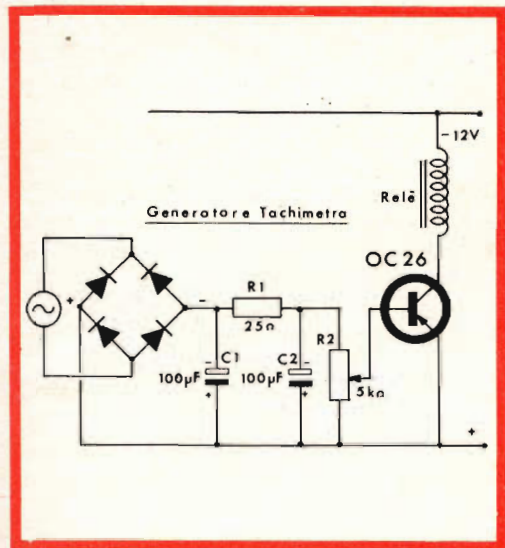



Fig. 4 - Generatore tachimetrico.

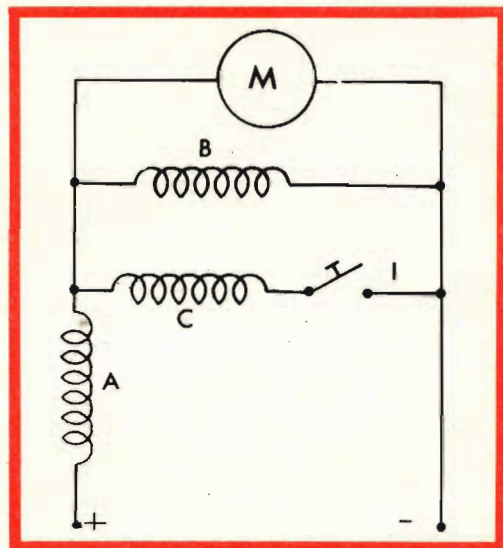



Fig. 5 - Schema d'inserzione del motore di trazione.

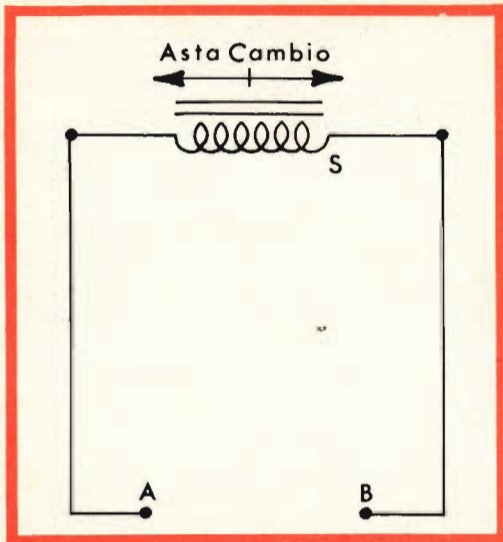



Fig. 6 - Esempio di cambio a comando meccanico.

Fig. 7 - Circuito elettrico del dispositivo d'arresto o frenata.

Volendo dare realismo al modellino, si può ricorrere ad un cambio meccanico a due velocità, comandato da un solenoide la cui chiusura è a sua volta comandata dal relè: quando il solenoide non è eccitato, una molla tiene la leva del cambio in posizione di I^a innestata, quando esso è eccitato vince la resistenza della molla innestando la II^a e tenendola innestata per l'intero tempo nel quale esso resta eccitato.

Con questo sistema però data l'assenza della frizione o giunti idraulici, l'innesto brusco delle marce può dar luogo a problemi di ordine meccanico.

FRENO

Si consideri una superficie riflettente bianca, verticale e ferma.

In direzione normale a detta superficie si muovano, in avvicinamento, una sorgente luminosa e una fotoresistenza tra loro solidali. Quest'ultima sia disposta in modo tale da ricevere solo la luce riflessa dalla superficie bianca.

La quantità di luce riflessa che investe la fotoresistenza, sarà proporzionale alla distanza tra questa e la superficie riflettente. Collegando la fotoresistenza al circuito di base di un transistore ed il collettore ad un relè, è possibile, a partire da una determinata distanza, eccitare il relè.

Sistemando sorgente luminosa e fotoresistenza nella parte anteriore del veicolo, e collegando il circuito di alimentazione del motore di trazione al relè, il veicolo si fermerà se un ostacolo « bianco » si trova nel suo cammino, e ripartirà quando detto ostacolo viene rimosso.

Se l'ostacolo è mobile, il veicolo lo seguirà a una certa distanza, senza però mai raggiungerlo.

Realizzazione pratica

Il circuito elettrico è analogo a quello di fig. 7.

L'illuminazione è fornita da una lampada da 40 W sistemata sul fronte del veicolo e munita di riflettore. La fotoresistenza posta in un cilindretto analogo a quelli del comando dello sterzo è sistemata vicino alla lampada e con il proprio asse parallelo ad essa.

La distanza tra ostacolo e veicolo, è regolabile mediante la molla di richiamo del relè e dipende dal coefficiente di riflessione dell'ostacolo: ad esempio, con

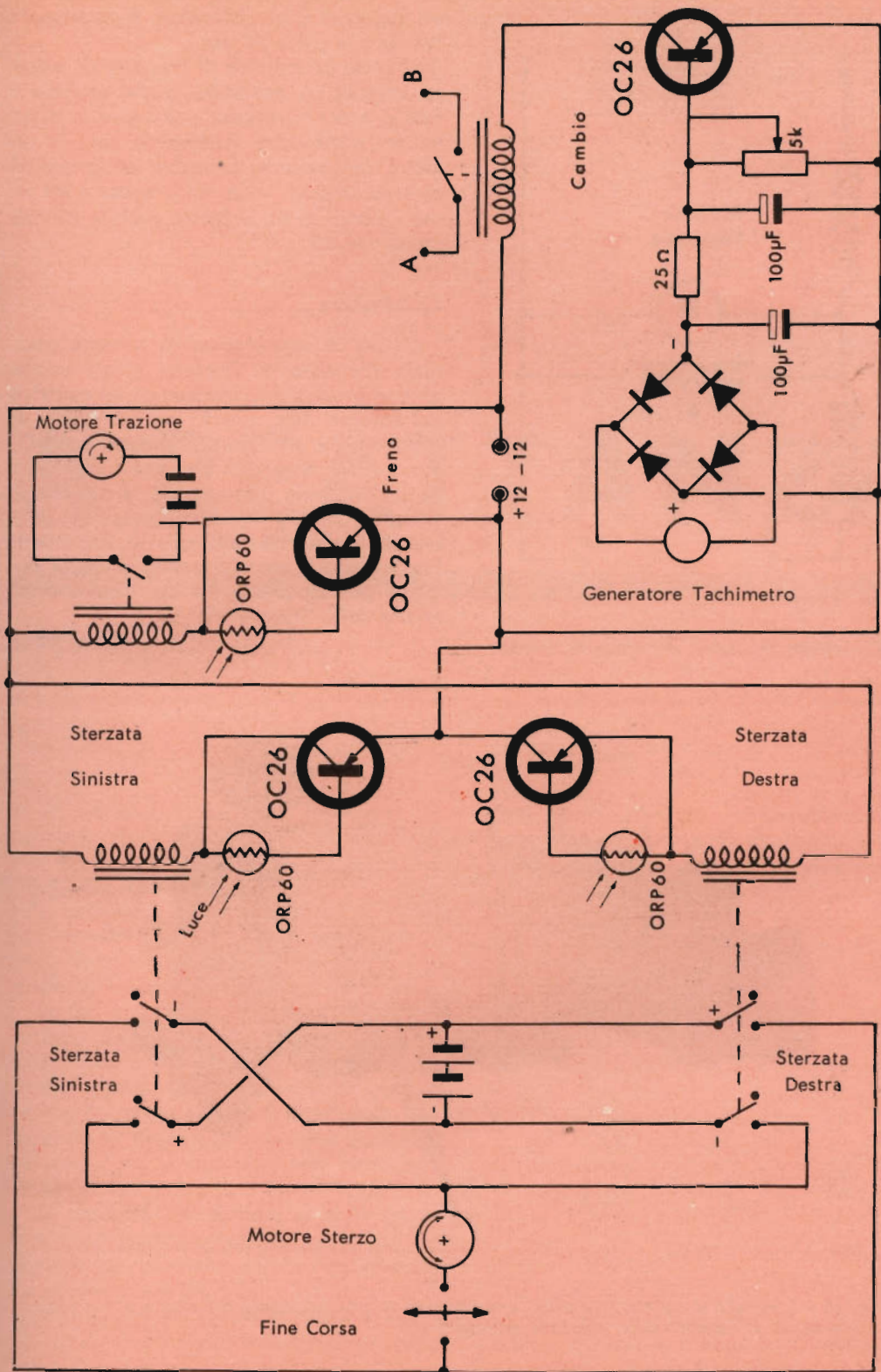



Fig. 8 - Schema elettrico compilato dal modello realizzato.

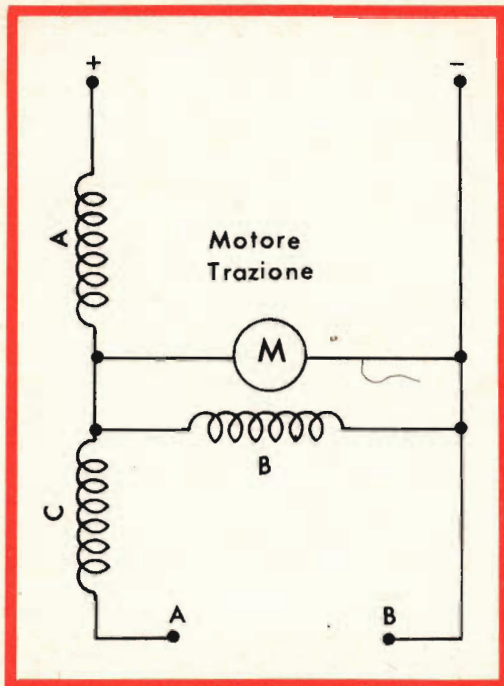



Fig. 9 - Esempio di cambio con comando elettrico.

un foglio di carta bianca si può ottenere l'arresto a circa 20 cm.

Usando un motore di trazione di piccola potenza, si potrebbe anche togliere il relè e usare il motore come carico diretto del transistore, ottenendo così la velocità del motore, funzione della qualità di luce riflessa: cioè frenata dolce ed inseguimento di un ostacolo mobile con velocità uguale.

Conclusione

La fig. 8 rappresenta lo schema completo del sistema. Possono essere impiegate due soluzioni, meccanica ed elettrica del cambio, figg. 6 e 9. Per semplicità si suppone che se il campo magnetico dello statore del motore di sterzata è costituito da un magnete permanente, il motore di sterzata cambia verso di rotazione cambiando la polarità dell'ingresso. Altrimenti l'inversione è possibile cambiando la polarità dell'avvolgimento del rotore o di quella dello statore, fig. 9.

A. de Bono

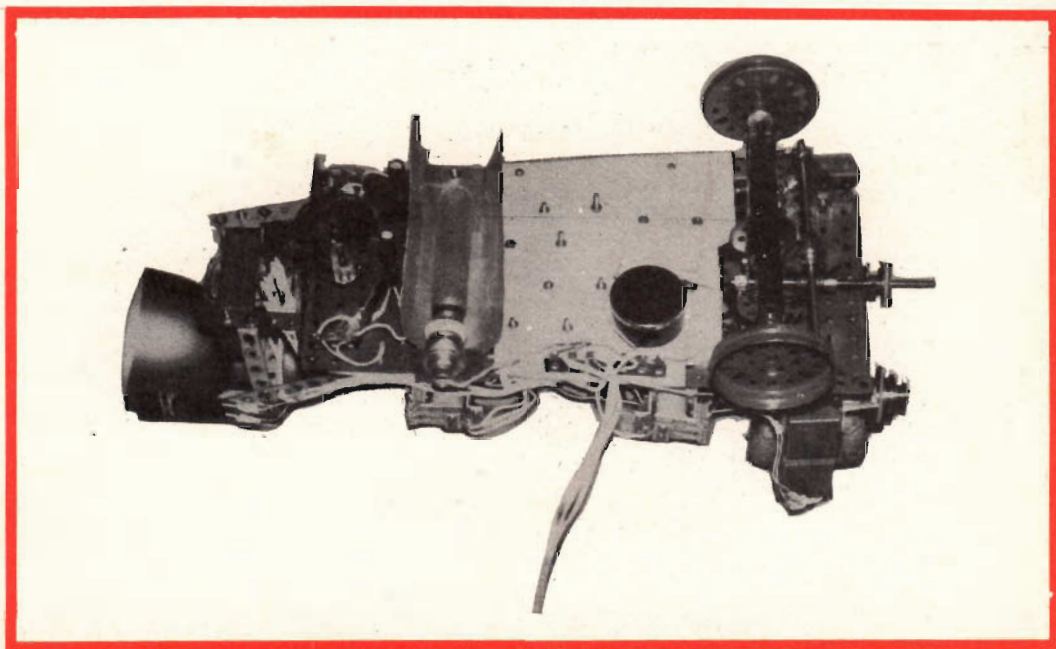



Fig. 10 - Il modello di veicolo visto dalla parte inferiore, si nota la sorgente luminosa e le due fotoresistenze per il comando della traiettoria da seguire.

IL TUBO A REATTANZA

La modulazione di frequenza, al contrario della modulazione di ampiezza, per ottenere un segnale RF modulato in frequenza richiede una reattanza variabile. La variazione di questa reattanza, che può essere di natura induttiva o capacitiva, deve essere una funzione del segnale di bassa frequenza.

In fig. 1 è rappresentato il circuito accordato dell'oscillatore che dà l'onda portante, vale a dire il segnale RF che deve venire modulato in frequenza. Si può ottenere la modulazione di frequenza, collegando in parallelo al circuito accordato, un microfono a condensatore, come mostrato in fig. 1.

La capacità del microfono dipende allora dalla pressione sonora provocata dal segnale BF in modo che la capacità varia di un valore di $\pm\ \Delta$ C.

La capacità totale del circuito è allora $C_o \pm \Delta C$, purchè il microfono sia collegato in parallelo al condensatore d'accordo. La frequenza di oscillazione varia leggermente; in assenza di segnale BF questa è data da:

$$f_o = 1/2\,\pi\,\sqrt{L\,C}$$

invece con un segnale BF si avrà:

$$f_m = 1/2\,\pi\,\sqrt{L\,(C \pm \Delta\,C)}$$

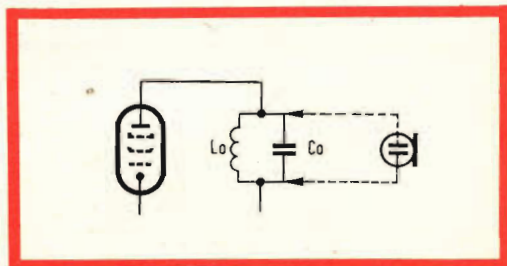



Fig. 1 - Circuito accordato dell'oscillatore con in parallelo il microfono a condensatore (tratteggiato).

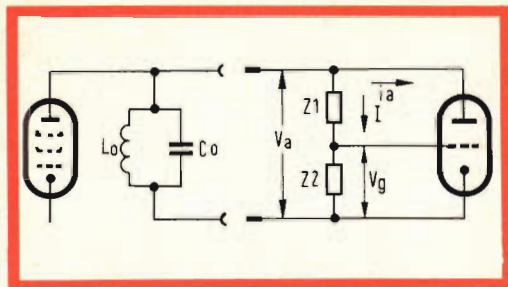



Fig. 2 - Circuito di risonanza dell'oscillatore RF (a sinistra) e circuito del tubo a reattanza (a destra).

Si ha così un segnale modulato in frequenza.

La modulazione di frequenza può essere ottenuta anche shuntando con un'induttanza variabile, il circuito accordato L_o — C_o; la frequenza modulata è data allora da:

$$f_m = 1/2\,\pi\,\sqrt{(L \pm \Delta\, L)\, C}$$

Per poter disporre di questa reattanza variabile, si usa in pratica il tubo a reattanza; questo tubo elettronico, in determinati circuiti, si comporta some una capacità o una induttanza variabile. La variazione della capacità o dell'induttanza è in relazione alla regolazione del tubo e dipende dalla variazione della pendenza.

In fig. 2 è rappresentato tale circuito, la parte di sinistra mostra il circuito di risonanza dell'oscillatore RF e la parte di destra il tubo a reattanza, che può assumere la funzione del microfono a condensatore di fig. 1 o quella di una induttanza variabile.

In realtà le impedenze Z_1 e Z_2 sono formate da una resistenza, una capacità e da un'induttanza. Secondo la combinazione utilizzata, l'insieme delle impedenze e del tubo a reattanza si comporta come una bobina o un condensatore variabile.

Supponiamo che Z_1 sia una resistenza R e Z_2 un condensatore C, si avrà allora il circuito di fig. 3, l'equazione relativa a tale circuito sarà:

$$i_a = S \cdot V_g - V_a/R_i$$

(equazione valida per un triodo)

Se la resistenza interna del tubo è molto alta, si avrà:

$$V_a/R_i = 0$$

e di conseguenza:

$$i_a = S \cdot V_g \quad . \qquad (1)$$

Il valore della tensione di comando è dato dalla formula:

$$V_g = \frac{V_a}{R + 1/j\,\omega\,C} \cdot \frac{1}{j\,\omega\,C}$$

che semplificata da:

$$V_g = \frac{V_a}{1 + j\,\omega\,RC} \qquad (2)$$

Sostituendo l'equazione (2) nell'espressione (1), si avrà:

$$i_a = S \cdot V_a/(1 + j\,\omega\,RC) \qquad (3)$$

oppure:

$$i_a/V_a = Y = S/(1 + j\,\omega\,RC)$$

Fig. 3 - Circuito del tubo a reattanza con una resistenza e un condensatore.

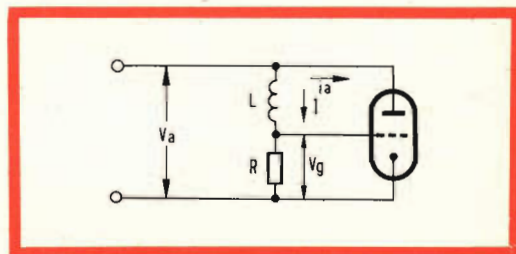



Fig. 4 - Circuito del tubo a reattanza con una bobina e una resistenza.

POTENZIOMETRI • POTENTIOMETERS • POTENTIOMETER
POTENTIOMETRES • POTENCIOMETROS

Una vasta gamma di tipi standard

Modelli speciali per ogni esigenza

per l'industria: potenziometri, giradischi, cambiadischi, macchinario elettrico

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.P.A. - VIA BERGAMO 21 - MILANO

LESA OF AMERICA - WOODSIDE N.Y. • LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br. • LESA FRANCE - LYON • LESA SUISSE - BELLINZONA

Le Industrie Anglo-Americane in Italia Vi assicurano un avvenire brillante

INGEGNERE

regolarmente iscritto nell'Ordine di Ingegneri Britannici

Corsi POLITECNICI INGLESI Vi permetteranno di studiare a casa Vostra e conseguire Diplomi e Lauree di valore internazionale **tramite esami.**

INGEGNERIA Elettronica - Radio TV - Radar - Automazione Elettronica Industriale - Elettrotecnica ecc., ecc.

Queste eccezionali possibilità anche in altri rami di INGEGNERIA sono per Voi FACILMENTE REALIZZABILI

- una **carriera** splendida
- un **titolo** ambito
- un **futuro** ricco di soddisfazioni

Informazioni e consigli senza impegno - scriveteci oggi stesso

BRITISH INST. OF ENGINEERING

Italian Division

TORINO - Via P. Giuria 4/s

Sede centrale a Londra - Delegazioni in tutto il mondo

LONDON - SYDNEY - BOMBAY - SINGAPORE - NAIROBI - CAIRO - TORONTO - WASHINGTON

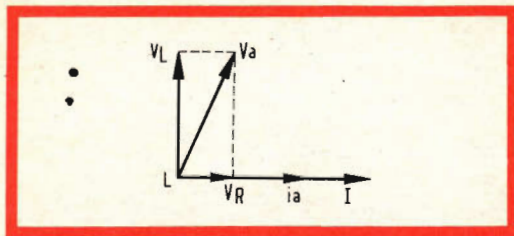



Fig. 5 - Diagramma vettoriale per ω L » R

Sviluppando ulteriormente si ha:

$$Y = \frac{S}{(1 + j\omega RC)} \cdot \frac{(1 - j\omega RC)}{(1 - j\omega RC)} = \frac{S - j\omega SRC}{1 + (\omega RC)^2}$$

oppure:

$$Y = \frac{S}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega SRC}{1 + (\omega RC)^2}$$

Supponendo che $Y = Y_1 + Y_2$ si avrà allora:

$$Y_1 = S/1 + (\omega RC)^2$$

$$Y_2 = \omega SRC/j [1 + (\omega RC)^2]$$

Y_1 è dunque uguale all'ammettenza di una resistenza ohmica di:

$$1 + (\omega RC)^2/S$$

e Y_2 all'ammettenza di una bobina e di conseguenza è uguale a:

$$1 + (\omega RC)^2/\omega SRC \qquad (4)$$

Questo circuito ci permette di ottenere una induttanza variabile, come si può vedere dall'equazione (4) la variazione è in funzione della pendenza del tubo.

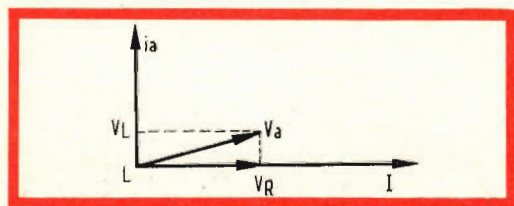



Fig. 6 - Diagramma vettoriale per R » ω L

Esaminiamo ora un altro caso, in cui il problema sarà risolto graficamente; si veda la fig. 4. Supponiamo che ωL sia molto maggiore di R. L'intensità I della corrente che attraversa L ed R viene portata sull'asse orizzontale di un diagramma verticale (fig. 5). Questa corrente provoca, in R e L, una caduta di tensione che viene riportata sul diagramma vettoriale.

La tensione V_R è in fase con la corrente I, mentre V_L è sfasata di 90°, poichè una corrente che attraversa una bobina è in ritardo di 90° rispetto alla tensione. La componente dei vettori V_L e V_R dà V_a. Essendo $i_a = S\ V_g$ in fase con V_g, si può ancora portare I_a sull'asse V_R. Si avrà allora che fra i_a ed R_a esiste uno sfasamento di circa 90° (V_L oltrepassa di molto V_R). V_a è in anticipo rispetto a i_a (in senso antiorario).

Consideriamo ora il circuito con una bobina.

Si procede alla maniera sopra descritta e si nota che l'induttanza delle bobine varia in funzione della pendenza del tubo. Invertendo, in fig. 4, la bobina e la resistenza si otterrà il diagramma di fig. 6, nel caso che ωL sia molto minore di R.

Si avrà allora che la capacità ottenuta sarà variabile. Infatti l'intensità della corrente i_a è in anticipo di circa 90° rispetto alla tensione V_a; questo si può controllare matematicamente. Non resta ora che un ultimo caso, quando cioè Z_1 è un condensatore e Z_2 una resistenza. Per questa combinazione, si otterrà di nuovo una capacità variabile. Avremo allora questi quattro casi:

Z1	Z2	grandezza variabile
C	R	condensatore
R	C	bobina
L	R	bobina
R	L	condensatore

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

I DIODI ZENER

E GLI ALIMENTATORI A BASSA TENSIONE

I Parte

L'impiego sempre più generalizzato dei transistori rende necessario per i tecnici poter disporre di sorgenti di corrente continua a bassa tensione e a forte intensità.

In alcuni casi si possono impiegare delle pile o degli accumulatori, il che permette all'apparato di godere di una certa autonomia, la qual cosa può essere interessante, ma putroppo questi tipi di generatori di corrente continua hanno l'inconveniente di essere costosi, specialmente nel caso di un uso continuato.

Però, ed il fatto è strano, l'idea di alimentare dei complessi a transistori dalla rete è ancora poco diffusa; rarissimi sono i ricevitori radio a transistori alimentati dalla rete, essendo tutti convinti che un ricevitore a transistori deve essere di tipo portatile.

Si ritiene, in generale, che gli alimentatori a bassa tensione siano ingombranti, cari e difficili da realizzare, il che è un errore perchè un alimentatore che eroghi 3 A a 15 V ha il medesimo prezzo, peso e ingombro, di un alimentatore da 150 mA a 300 V.

Come avviene in alcune apparecchiature a valvole, così anche in analoghi apparecchi a transistori è necessario che l'alimentazione sia fatta mediante una tensione stabilizzata, ossia con una tensione particolarmente esente da ronzio residuo, fornita da una sorgente a bassa resistenza interna (il che risolve già parecchi problemi), e che non risenta delle variazioni di tensione della rete.

Per stabilizzare la tensione destinata ai circuiti equipaggiati con valvole si usavano due sistemi: impiegare delle valvole a gas o utilizzare il sistema della stabilizzazione mediante valvole termoioniche.

Anche negli alimentatori a bassa tensione, disporremo di metodi analoghi: l'impiego di diodi Zener o la stabilizzazione mediante transistori.

Gli schemi sono molto semplici e riteniamo che numerosi lettori si cimenteranno nella realizzazione di un alimen-

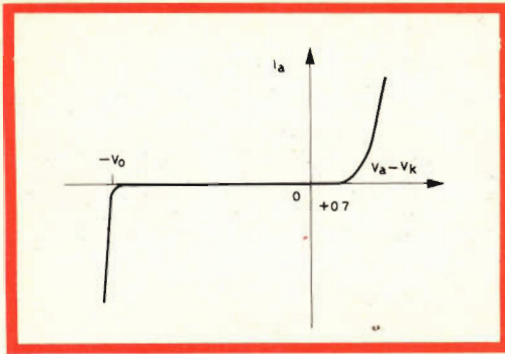



Fig. 1 - In un diodo Zener, la caratteristica corrente/tensione nel senso diretto è uguale a quella di un comune diodo al silicio (con una forte conduzione dopo i 0,7 V). Nel senso inverso, il diodo Zener non si lascia percorrere da corrente finché la tensione non raggiunge il valore $-V_o$, oltre il quale la corrente aumenta molto rapidamente (resistenza dinamica bassa).

Fig. 2 - Per i diodi Zener nei quali la tensione di Zener è bassa, (1) e (2), la resistenza dinamica cambia nettamente al variare della corrente. Solo per una tensione di Zener dell'ordine degli 8 V (3) abbiamo una caratteristica con un ginocchio pronunciato e con una pendenza elevata (resistenza dinamica bassa). Per tensioni più elevate (4) e (5) il ginocchio è ancora pronunciato ma la resistenza dinamica è maggiore.

tatore stabilizzato a bassa tensione, dato che uno strumento del genere potrà dimostrarsi molto utile in più di un'occasione.

In particolare tutti coloro che possiedono un trenino elettrico (scusate, volevo dice: « i cui bambini hanno un trenino elettrico »), apprezzeranno la dolcezza con la quale s'avvierà una locomotiva elettrica alimentata da un alimentatore stabilizzato.

Così pure se si desidera ottenere una sorgente luminosa perfettamente stabile, per esempio per fare delle misure fotoelettriche, la miglior soluzione è di utilizzare una lampadina alimentata da una tensione stabilizzata.

Il diodo Zener

Il diodo Zener è un diodo a giunziozione al silicio, la cui giunzione mostra una caratteristica inversa caratterizzata ad un certo valore della tensione da un rapido aumento della corrente. Ciò è dovuto all'alta concentrazione di « donatori » nella zona n e di « accettori » nella zona p.

Questo tipo di diodo polarizzato in senso diretto, si comporta come tutti i diodi a giunzione al silicio, ossia lascia passare una corrente diretta che cresce molto rapidamente allorchè la tensione supera i 0,7 V.

Quando si polarizza il diodo in senso inverso, fino alla tensione —Vo, il diodo non lascia passare praticamente nessuna corrente, ma allorchè la tensione inversa oltrepassa il valore —Vo il campo elettrico nella regione della giunzione, provoca la comparsa di coppie di elettroni-buchi e quindi il passaggio di una corrente inversa.

Questo fenomeno si manifesta in tutti i diodi al silicio e dato che ne limita la tensione inversa massima di lavoro, esso è considerato come un fenomeno parassita nei diodi destinati al raddrizzamento della corrente alternata.

Perciò nei diodi raddrizzatori si ta di tutto per aumentare la tensione Vo e si è attualmente arrivati a superare i 1000 V. Al contrario, nei diodi Zener si è fatto tutto il possibile per ridurre la tensione Vo ad un valore basso, che parta dai 3-4 V per arrivare fino ai 20 V per i diodi Zener più correnti. Esistono però dei diodi Zener per tensioni di 150-200 V.

In un diodo Zener di buona qualità la caratteristica corrente-tensione si pre-

senta come indica la fig. 1, e presenta una curva molto brusca a piccolo raggio attorno al valore —Vo.

Ecco come esempio i valori rilevati su un diodo 54Z4.

V inversa		I inversa	
5,5	V	1	μA
6,3	»	5	»
6,5	»	10	»
6,9	»	50	»
7,1	»	100	»
7,2	»	200	»
7,24	»	5	mA
7,30	»	20	»
7,38	»	100	»
7,44	»	200	»

Come si rileva dai valori sopraelencati, in questo punto la pendenza della caratteristica inversa è elevata; basta far variare la tensione inversa da 7,38 a 7,44 V (ossia di 0,06 V soltanto) per ottenere una variazione della corrente inversa da 100 a 200 mA, il che rappresenta una resistenza dinamica di 0,6 Ω.

I diodi Zener per tensioni fra i 7 e i 9 V sono quelli che dànno una resistenza dinamica più bassa. Se si tracciano su uno stesso diagramma, le caratteristiche inverse dei diversi diodi, si ottiene l'insieme di curve di fig. 2. La curva (1) corrisponde a quella di un diodo da 3 V. Il ginocchio della caratteristica è poco pronunciato ed anche per valori elevati della corrente inversa, la resistenza interna rimane apprezzabile (scarsa pendenza). La caratteristica di un diodo da 6 V (2) mostra già una resistenza dinamica più bassa, mentre con la (3) abbiamo indicato un diodo da 8 V la cui curva mostra una resistenza dinamica molto bassa.

Nelle caratteristiche (4) e (5) (diodi a 12 e 18 V) il ginocchio è pronunciato ma la pendenza è inferiore a quella della curva (3). I diodi a 12 e 18 V hanno dunque una resistenza interna più grande.

Se si vuol stabilizzare, per esempio, una tensione di 16 V, sarà meglio utilizzare due diodi da 8 V in serie, piuttosto che un diodo da 16 V, perchè la resistenza interna risulterà minore.

Il circuito equivalente del diodo

Dai risultati precedenti possiamo dedurre che il diodo Zener, quando è percorso da una corrente inversa, si comporta come il circuito di fig. 3; ossia è costituito da una forza contro-elettromotrice Ez in serie alla resistenza interna Rz.

Per i diodi a bassa tensione (fino a 6 V) la resistenza Rz varia nettamente al variare della corrente Iz che scorre nello Zener, e diminuisce all'aumentare di Iz. Occorre notare subito un fatto molto importante: la resistenza interna di un diodo Zener non è **mai negativa.** Un diodo a gas ionizzato a catodo freddo può presentare una resistenza dinamica negativa in particolari condizioni di funzionamento. È per questa ragione che non si può mettere un condensatore in parallelo ad uno stabilizzatore a gas in quanto si rischierebbe di produrre delle autooscillazioni. Inoltre in un diodo a gas, a causa della resistenza interna, la tensione d'innesco può risultare nettamente superiore alla tensione di funzionamento. Con il diodo Zener, niente di tutto ciò; si può mettergli in parallelo un condensatore senza alcun pericolo e non esiste il problema di far innescare il diodo con una tensione superiore a quella di funzionamento, per cui i circuiti di impiego risultano notevolmente semplificati.

I diodi Zener si distinguono secondo la loro tensione nominale e secondo le

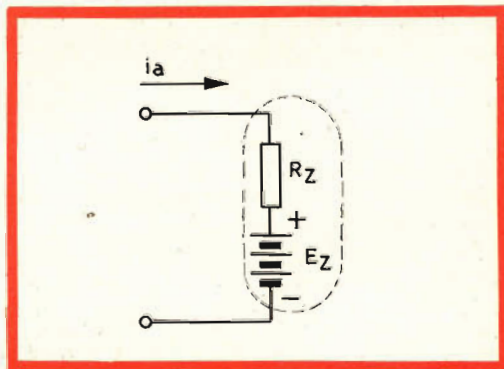



Fig. 3 - Un diodo Zener quando è persorso da corrente equivale ad una forza contro-elettromotrice Ez in serie ad una resistenza Rz. Si ha perciò interesse a che Rz risulti più piccola possibile.

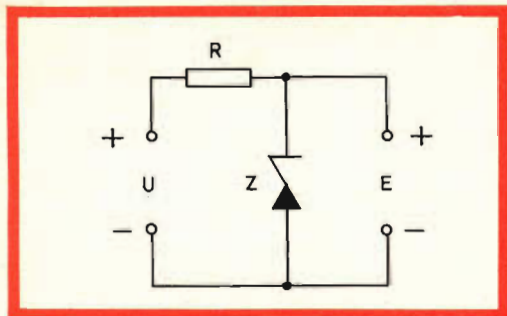



Fig. 4 - Per stabilizzare una tensione mediante un diodo Zener, si collega quest'ultimo in parallelo al circuito alimentato. Attraverso alla resistenza R passeranno la corrente assorbita dal circuito più la corrente che attraversa il diodo.

tolleranze secondo le quali questa tensione nominale è definita. Infatti esistono diodi Zener al ± 10%, al ± 5% e al ± 2%, ma oltre a questi elementi, durante la loro scelta bisogna tener conto della potenza che devono dissipare nella giunzione.

I diodi dal tipo 11Z4 al 17Z4 possono dissipare 0,6 W. Per esempio, un 16Z4 (tensione nominale 11,5 V ± 10%) può sopportare una corrente di Zener di 50 mA.

I diodi dal 52Z4 al 57Z4 possono sopportare circa 18 W, perciò possiamo spingere la corrente di Zener del 54Z4 fino a 200 mA.

I diodi di forte potenza dal 72Z4 all'83Z4 possono sopportare una dissipazione di 25 W, quando sono montati su di un radiatore in rame annerito di almeno 2 mm di spessore e delle dimensioni minime di 90 x 90 mm. Così un 74Z4 (8 V nominali ± 1,5 V) può sopportare una corrente di Zener di 2,8 A.

Esistono anche dei diodi Zener da 50 W, ma come diremo più avanti, è possibile sostituirli con la combinazione di un diodo a bassa potenza e con un transistore di potenza.

Stabilizzazione mediante Diodo Zener

Il circuito è noto perché è il medesimo usato per un diodo a gas. Il diodo Zener è montato in tampone, cioè in parallelo all' utilizzatore, come indica la fig. 4. La tensione non stabilizzata U alimenta il diodo Zener attraverso la resistenza R mentre ai capi del diodo si ritrova la tensione stabilizzata E.

Sostituendo al diodo Zener il suo circuito equivalente di fig. 3 si può determinare subito il valore del tasso di regolazione (ossia del rapporto fra le variazioni di E e le corrispondenti variazioni di U che le hanno provocate). Esso è dato da:

$$\frac{R_z}{R + R_z}$$

Dato che R_z è generalmente molto piccola rispetto a R possiamo dire che il tasso di stabilizzazione è vicino a:

$$\frac{R_z}{R}$$

Il valore di R si determina; considerando il caso in cui U sia massima e che contemporaneamente sia nullo (o minimo) l' assorbimento. La corrente nel diodo è allora definita da:

$$\frac{U_M - E_z}{R}$$

e si dovrà verificare che non risulti superiore alla corrente massima ammissibile nel diodo.

Facciamo un esempio. Se si impiega il diodo 54Z4 e si suppone che U possa variare da un massimo U_M di 28 V a un minimo U_m di 20 V, dovremo fare in modo che la corrente non superi il valore massimo ammesso di 200 mA. Quindi avremo che

$$\frac{28 - 7,44}{R} < 0,2 \text{ A}$$

il che è verificato per R > 103 Ω.

Dato che la resistenza interna R_z del diodo 54Z4 ha un valore di 0,6 Ω, il tasso di regolazione sarà definito dal seguente rapporto

$$\frac{0,6}{103} = 1/173$$

Ciò significa che ad una variazione di U corrisponderà una variazione di E, 173 volte più piccola, per cui se si suppone che U possa variare da 20 a 28 V, E varierà di 8/173 = 0,046 V.

Se si ammette di non ridurre la corrente che attraversa il diodo ad un valore inferiore a 1 mA, bisognerà calcolare il valore della corrente che attraversa la resistenza R quando U è minima.

Esso è definito da:

$$\frac{20 - 7{,}4}{103} = 122 \text{ mA}$$

Possiamo dunque dire che il circuito d'alimentazione così realizzato può erogare, nella condizione peggiore, una corrente di 121 mA.

Questo calcolo è stato eseguito supponendo che l'alimentazione possa lavorare a vuoto, cioè senza nessun carico collegato all'uscita, cioè in parallelo al diodo Zener.

Quindi nel caso, in cui l'alimentatore in questione fosse utilizzato per alimentare un determinato circuito, si potrà allora far erogare una corrente maggiore che nel caso precedente.

Se, per esempio, si vuol stabilizzare il riscaldamento di una valvola che assorbe 0,3 A a 6,3 V, contrariamente a quanto potrebbe sembrare il nostro Zener 54Z4 può essere ancora convenientemente utilizzato.

Infatti, cominceremo a mettere in serie alla nostra valvola una resistenza da 3,7 Ω in modo da alimentare il tutto con una tensione di 7,4 V (corrispondente alla tensione nominale del diodo). Il suddetto valore di resistenza è stato calcolato sapendo che la differenza fra la tensione nominale del diodo e quella del filamento è pari a: 7,4 — 6,3 = 1,1 V per cui essendo la resistenza che deve dar luogo a questa caduta, percorsa da una corrente di 0,3 A, il valore resta così determinato da: 1,1 V/0,3 A = 3,7 Ω.

Occorre ora determinare il valore di R, cioè della resistenza interposta fra la sorgente di tensione e il diodo Zener, sulla quale resistenza deve cadere l'eccesso di tensione rispetto al valore nominale del diodo Zener. Quando la tensione U sarà massima (28 V) la corrente del diodo dovrà essere di 200 mA e dato che il filamento assorbe 300 mA, nella resistenza R scorreranno 200 + 300 = = 500 mA.

La caduta di tensione sulla resistenza E dovrà risultare pari alla differenza fra la tensione di alimentazione e la tensione di lavoro dello Zener, cioè a 28 — 7,4 = 20,6 V. Con questi dati possiamo ora calcolare il valore di R, che risulterà dato da: 20,6/0,5 = 41,2 Ω.

Se supponiamo ora che U raggiunga il suo valore minimo (20 V) la tensione ai capi di R risulterà ora uguale a: 20 — — 7,4 = 12,6 V, alla quale corrisponde in una resistenza da 41,2 Ω una corrente di 12,6/41,2 = 306 mA. Rimangono dunque 6 mA nel diodo anche quando la tensione di alimentazione raggiunge il minimo valore, quindi abbiamo in ogni caso una regolazione. Questo valore però è un po' al limite per una regolazione sicura ed efficace e sarebbe meglio diminuire un po' la corrente nella valvola, aumentando la resistenza da 3,7 Ω in modo che nella valvola scorrano solo 250 mA. In questo caso il valore di R diventa 46 Ω e la corrente che la percorre risulta di 275 mA con U = 20 V il che permette di lasciare una corrente minima di 25 mA nel diodo.

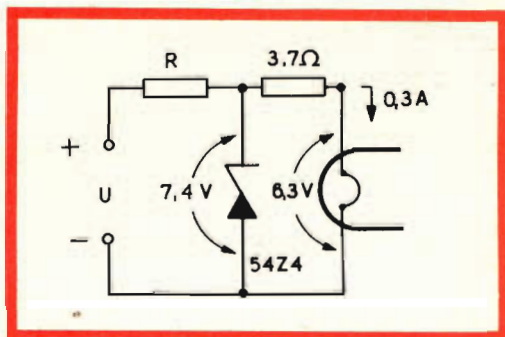



Fig. 5 - Dato che con l'impiego dei diodi Zener non si ha la necessità di tener conto di una tensione di innesco, (contrariamente a quanto avviene nei diodi a gas, nei quali questa tensione è notevolmente superiore a quella di funzionamento) si può stabilizzare con un diodo Zener che scpporti una corrente massima di 0,2 A, una tensione ai capi di un carico (costituito dal filamento di una valvola) che assorbe 0,3 A.

Un margine di sicurezza ancora più grande si otterrebbe con lo stesso diodo, utilizzando una tensione di alimentazione U più grande, che potrebbe variare da 40 a 56 V (stessa variazione relativa dell'esempio precedente). Supponendo una corrente di filamento di 300 mA si ottiene per R il valore di 97 Ω e una corrente minima nella resistenza di 335 mA. Però questa soluzione ha l'inconveniente di necessitare di una potenza di alimentazione pari a 28 W quando il filamento non ne riceve che 1,9 W.

Più piccole sono le variazioni della tensione U di alimentazione e più grande è la corrente che si può stabilizzare sul circuito alimentato in confronto alla corrente massima che il diodo tollera. Naturalmente un alimentatore di questo tipo non dovrà mai funzionare a vuoto.

Come si vede, i calcoli relativi all'impiego dei diodi Zener sono molto semplici e si basano unicamente sull'applicazione della vecchia e buona legge di Ohm, perchè nel nostro caso non dovremmo prendere in considerazione la necessità di « far innescare » il diodo come avviene nel caso di diodi a gas? Ricordiamo a questo proposito che la tensione di innesco dei diodi a gas può raggiungere valori considerevoli nel caso di diodi rimasti per molto tempo al buio.

(continua)

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

(cont. dal. N. 6-1965)

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

ETC = Electronic Transistor Corp.
PHIN = Philips Gloilampenfabrieken
GESY = General Electric Semicond. Products
CSF = (COSEM) Cie Generale des Semi-Conducteurs
ITC = Industro Transistor Corp.
TADI = TADIRAN
ELBER = Electronica Nacional Braileira
GIC = General Instrument Corp.
TIIB = Texas Instruments Ltd.
TOSJ = Tokyo Shibaura Electric
NECJ = Nippon Electric
RCA = Radio Corp. of America
SESC = Societé Européenne des Semiconducteurs
SYL = Sylvania Semiconductor
TFKG = Telefunken
SPR = Sprague Electric
HITJ = Hitachi Ltd.
TII = Texas Instruments
MOTA = Motorola Semiconductor
WEC = Western Electric Co.
NONE = Non specificato
MATJ = Matsushita Electronics Corp.
BEN = Bendix Semicon Division
TSAJ = Tokyo Sanyo Electric Co.
SONY = Sony Corp.
NTLB = Newmarket Transistors

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)) **17**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) / MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N572	150	3.00	.50#S	30		10		25	5.0Ø	1.0	200	b.40	30	10	16		ETC
2N1303 ⌀	150	3.00Δ	.40#S	30	25	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	20†Δ				20⌀	A	PHIN
2N1303 ⌀	150	3.00Δ	.40#S	30	25#	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	20†Δ				20⌀		GESY
AC161	150	3.00Δ	.40#J	15		9.0	100	15	6.0Ø	1.0Ø	100	60	2700	5.0		AØ	CSF
SFT237	150	3.00Δ	.40#J	15	15#	9.0	100	2.0Ø	6.0Ø	1.0Ø	100	60	2700	5.0		AØ	CSF
SFT306	150	3.00	.40#J	18		12	100	10	6.0Ø	1.0Ø	28				8.0	A	CSF
SFT337	150	3.00Δ	.40#S	15	15#	9.0	100	2.5Ø	6.0Ø	1.0Ø	60Δ	60	2700	5.0		AØ	CSF
TR721	150	3.00Δ	.40#J	30		10	200	20	6.0	1.0	45				20		ITC
2G323	150	3.10	.27#J	16	16§		100	16	5.0Ø	1.0	70		2000		27	AØ	TADI
TR321	150	3.10Δ	.40#J	20		5.0	200	16	1.0Ø	20Ø	80				20		ITC
2G324	150	3.40	.27#J	16	16§		100	16	5.0Ø	1.0	88		2600		27	AØ	TADI
2N482	150	3.50	.40#J	12			20	10	6.0Ø	1.0	50				12	FA	ELBER
2N531	150	3.50	.60#S	15				25	5.0Ø	1.0Δ	28	b.80	28	3.0	14		ETC
TR482	150	3.50	.40#J	14		5.0	200	10	60	1.0	20				12		ITC
TR508	150	3.50	.40#J	16		5.0	200	16	1.0Ø	20Ø	25				20		ITC
2N394	150	4.00Δ	.40#J	30	10	20	200	100	1.0Ø	10Ø	70†				12	AΔ	GESY
2N532	150	4.00	.50#S	15				25	5.0Ø	1.0Δ	33	b.70	28	3.0	14		ETC
2N1343	150	4.00Δ	.40#J	20	16	10	400	6.0Ø	.35Ø	50Ø	40†				12	AΔ	ITC
2N1404	150	4.00Δ	.40	25		20	300	5.0	.20Ø	24Ø	100†				8.0	A	TII
ASY26 ⌀	150	4.0§Δ	.40#J	30	25	5.0	200	3.0Ø	0.0	20	30†Δ				16⌀	A	PHIN
GT2693	150	4.00	.40#J	30	15	20		25	5.0Ø	1.0	50	b5.0			15	FA	GIC
GT2695	150	4.00	.40#J	30	15	20		25	5.0Ø	1.0	20	b5.0			15	FA	GIC
TR-C45	150	4.00	.40#J	12		9.0		10	6.0	1.0	40				12		ITC
2N533	150	4.50	.50#S	15				25	5.0Ø	1.0Δ	38	b.60	28	3.0	24		ETC
2G345	150	5.00§	.43#J	15		10	100	10	6.0	1.0	50†				8.5	A	TIIB
2G371	150	5.00§	.43#J	20		10	100	10	6.0	1.0	50†				20	A	TIIB
2G374	150	5.00§	.43#J	20		10	100	10	6.0	1.0	120				20	A	TIIB
2G376	150	5.00§	.50#A	30	30§	10	300	10	1.0Ø	100Ø	70†					A	TIIB
2G377	150	5.00§	.50#A	60	60§	10	300	50	1.0Ø	100Ø	70†					A	TIIB
2N123	150	5.00Δ	.40#S	20	15#	10		6.0	1.0Ø	10Ø	30†Δ				25⌀	A	NONE
2N315 ⌀	150	5.00	.50#S	20	15	20	500#	25	.20Ø	100	20†	b.50			14	A	GIC
2N315A ⌀	150	5.00	.50#S	30		20		25	.20Ø	100Ø	35	b.50			14	A	GIC
2N315B	150	5.00	.50#S	30		20		2.0Ø	5.0Ø	1.0	70				14		GIC
2N1115	150	5.00Δ	#J		15		125	6.0									ETC
2N1305 ⌀	150	5.00Δ	.40#S	30	20	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	40†Δ				20⌀	A	PHIN
2N1305 ⌀	150	5.00Δ	.40#S	30	20#	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	40†Δ				20⌀		GESY
2N1347	150	5.00Δ	.40#J	20	12	10	200	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	80†				12	AΔ	ITC
GT123 ⌀	150	5.00Δ	.50#S	25	15§	15		6.0Ø	1.0Ø	10	90	b.70	30	6.0	15	A	GIC
2N483	150	5.50	.40#J	12			20	10	6.0Ø	1.0	60				12	FA	ELBR
2G395 ⌀	150	5.50	.40#J	30	15	20	200	6.0	1.0Ø	10Ø	20†Δ	b		90	12	A	TADI
SFT226 ⌀	150	5.50§	.40#J	40	32§	24	250	10	.50Ø	10Ø	25†Δ					AΔ	CSF
2SA65	150	6.00	.25ØJ	18		12	200	12	6.0	1.0	70					A	TOSJ
2SA204	150	6.00	#J	30	10	20	200	6.0Ø	6.0	1.0	65	b.90	28	12	15	A	NECJ
ASY27 ⌀	150	6.0§Δ	.40#J	25	20	5.0	200	3.0Ø	0.0	20	50†Δ				16⌀	A	PHIN
2N302	150	7.00	#	10			200	10	6.0	1.0	45						ETC
2N394A	150	7.00	.40#S	30	15§	20	200	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	70†		2000		12	A	GESY
2N414A	150	7.00	.40#	30			200				60					A	ETC
2N1344 ⌀	150	7.00Δ	.40#J	15	10	10	400	10	1.0Ø	20Ø	90†				12	A	ITC
SFT307	150	7.00	.40#J	18		12	100	10	6.0Ø	1.0Ø	40				8.0	A	CSF
2N485	150	7.50	.40#J	12			10	10	6.0	1.0	50				12	FA	CSF
SFT227 ⌀	150	7.50§	.40#J	30	24§	18	250	10	.50Ø	10Ø	35†Δ					AΔ	ELBR
2N123 ⌀	150	8.00	.40#J	20	15	10	125	6.0	1.0Ø	10Ø	75	65	3000	6.0	12	A	GESY
2N404A ⌀	150	8.00	.50#J	40		25	150	5.0Ø							20	AΔ	PHIN
2N521	150	8.00Δ	.60#S	15		10		25	4.5Ø	1.0	7.0	b.70	30	10	14	A	ETC
2N521A	150	8.00Δ	.50#S	25		10		25	.25Ø	20	150†	b.70	30	10	14	A	ETC
2N581 ⌀	150	8.00	.40#A	18		10	100	20	.30Ø	20Ø	30†				12	A	RCA
2N1093 ⌀	150	8.00	.40#J	30		15	250	6.0	5.0	1.0Ø	125	b.30	34	9.0	13	AΔ	ETC
64T1	150	8.00		30		20	200	6.0	1.0	10	80†						SESC
TR-C44	150	8.00	.40#J	6.0		6.0		10	6.0	1.0	80				12		ITC
2G605 ⌀	150	9.40	.40#J	30	20§	20	200	6.0Ø	.25Ø	4.5Ø	75†				12	A	TADI
2N415A	150	10.0	.40#J	30			200				80					A	ETC
2N450	150	10.0	.40#J	20	12	10	125	6.0Ø	5.0Ø	1.0	130	90	4000	6.5	20⌀	AΔ	GESY
2N484	150	10.0	.40#J	12			20	10	6.0Ø	1.0	90				12	FA	ELBR
2N1307 ⌀	150	10.0Δ	.40#S	30	15	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	60†Δ				20⌀	A	PHIN
2N1307 ⌀	150	10.0Δ	.40#S	30	15#	25	300	6.0Ø	1.0Ø	10Ø	60†Δ				20⌀		GESY
2N1345 ⌀	150	10.0Δ	.40#J	10	8.0	6.0	400	6.0	.30Ø	400Ø	60†				14	A	ITC
2N1346 ⌀	150	10.0Δ	.40#J	12	10	8.0	400	5.0Ø	.25Ø	.35Ø	125†				14	A	ITC
2N1969 ⌀	150	10.0Δ	.40#J	30	15	20	400	25	.25Ø	.20Δ	125				20⌀	A	SYL
2SA66	150	10.0	.25ØJ	18		12	200	12	6.0	1.0	70					A	TOSJ

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **18**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libero a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mW) — MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C				ICBO Max. con VCB max. a 25 °C	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C						Cob	STRUTTURA	COSTRUTTORE
				BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	IC (mA)	(μA)	POLARIZZAZIONE VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	(pF)		
65T1	150	10.0		30		20	200	6.0	1.0	10	90†						SESC
SYL1655	150	10.0Δ	.40#S	30		20	400	20							20	AΔ	SYL
2N518	150	11.0	.40#J	45		30	125	6.0	1.0∅	10∅	60	b		100	12	A	ETC
2G309	150	12.0	.43#J	15		10	100	10	6.0	1.0	160				12	A∅	TIIB
2G344	150	12.0§	.43#J	15		10	100	10	6.0	1.0	100†				8.5	A	TIIB
2G397 ⍁	150	12.0	.40#J	30	15	20	200	6.0	1.0∅	10∅	40†Δ	b		110	12	A	TADI
2N316 ⍁	150	12.0	.50#S	20	10	20	500#	25	.20∅	200	30†	b.50			14	A	GIC
2N316A ⍁	150	12.0	.50#S	30		20		25	.20∅	200∅	35†	b.50			14	A	GIC
2N428A	150	12.0	.50#	30			1A	4.0∅	.25∅	10	100†				15	A	ETC
2N486	150	12.0	.40#J	12			10	10	6.0	1.0	100				12	FA	ELBR
3907	150	12.0	.40#J	25		12	200	20	.15∅	12∅	45†				15	AΔ	RCA
SFT228 ⍁	150	12.0§	.40#J	24	20§	12	250	10	.50∅	10∅	50†Δ					AΔ	CSF
2N404 ⍁	150	13.0	.40#A	25		12	100	20	.20∅	24∅	40†				12	A	PHIN
2N404 ⍁	150	13.0	.40#A	25		12	100	20	.20∅	24∅	40†				12	A	GIC
SFT308	150	13.0	.40#J	18		12	100	10	6.0∅	1.0∅	70				9.0	A	CSF
2SA67	150	14.0	.25∅J	18		12	200	12	6.0	1.0	70					A	TOSJ
2N522A	150	15.0Δ	.50#S	25		10		25	.25∅	20∅	200†	b.70	30	14	14	AΔ	ETC
2N1309 ⍁	150	15.0Δ	.40#S	30	15	25	300	6.0∅	1.0∅	10∅	80†Δ				20⍁	A	PHIN
2N1309 ⍁	150	15.0Δ	.40#S	30	15#	25	300	6.0∅	1.0∅	10∅	80†Δ				20⍁		GIC
2N1309A	150	15.0Δ	.40#J	35	15#	35	300	6.0∅	1.0∅	10∅	80†Δ				20⍁	†	GIC
SFT288 ⍁	150	16.0	.40#J	24		12	500	10	.35∅	400∅	40†Δ				12	AΔ	CSF
2G306	150	18.0§	.80#A	15	15	10	200	10	6.0	1.0	160				8.5	A	TIIB
2N582 ⍁	150	18.0	.40#A	25		12	100	20	.20∅	24∅	60†				12	A	RCA
2N317 ⍁	150	20.0	.40#S	20	6.0	20	400	2.0∅	.25∅	400∅	40†	b.50			12	A	GIC
2N317A ⍁	150	20.0	.50#S	25		20		25	.25∅	400∅	40†	b.50			14	A	GIC
SFT319	150	20.0§	.40#J	20		.50	10	15∅	9.0∅	1.0∅	50				2.5	D	CSF
2N523A	150	21.0Δ	.50#S	25		10		25	.25∅	20∅	250†	b.70	30	20	143	AΔ	ETC
2SA127	150	25.0	∅J	70		.50	50	55	6.0	1.0					15	D	TOSJ
SFT229 ⍁	150	25.0	.40#J	18	15§	12	250	10	.50∅	10∅	75†Δ					AΔ	CSF
ASY30	150	30.0	∅J	50		.70	250	20	.55	4.0	90					D	TFKG
SFT320	150	35.0§	.40#J	20		.50	10	15∅	9.0∅	1.0∅	80				2.5	D	CSF
2N794 ⍁	150	40.0§	.40#A	13	12	1.0	100	3.0∅	.30∅	10∅	50†				8.0	ME	SPR
2N1300 ⍁	150	40.0§	.40#A	13	12	1.0	100	3.0∅	.30∅	10∅	50					ME	RCA
2N1854	150	40.§Δ	.40#J	18		2.0	100	4.2	.50∅	20	40Δ				12⍁		RCA
2N1854	150	40§Δ	.40#S	18	17∅	2.0	100	25	.75∅	100∅	25†Δ						RCA
SFT317	150	40.0§	.40#J	20		.50	10	15∅	9.0∅	1.0∅	100				2.5	D	CSF
2N795 ⍁	150	60.0§	.40#A	13	12	4.0	100	3.0∅	.30∅	10∅	50†				8.0	ME	SPR
2N1301 ⍁	150	60.0§	.40#A	13	12	4.0	100	3.0∅	.50	40∅	75					ME	RCA
2SA311 ⍁	150	60.0	∅J	40		2.0	400	6.0	1.0∅	400∅	60				3.0	D	TOSJ
2SA312 ⍁	150	60.0	∅J	40		2.0	400	6.0	1.0∅	200∅	60				3.0	D	TOSJ
2SA412 ⍁	150	60.0§	.40#J						.50	30	30†				12		HITJ
AFY14	150	60.0	∅J	40		.60	250	20	6.0	1.0	80					D	TFKG
2N796 ⍁	150	80.0§	.40#A	13	12	4.0	100	3.0∅	.30∅	10∅	75†				8.0	ME	SPR
2N1683 ⍁	150	80.0	.50#A	13	12	4.0	100	3.0∅	.50∅	40∅	85†				8.0	ME	RCA
2N501/18⍁	150	90.0§	2.5#J	15	12∅	2.0	200	100	.50∅	10∅	20†				5⍁	ME	SYL
2N3216 ⍁	150	90§Δ	.50#S	20	10	20	500	2.0∅	.22∅	200∅	60†Δ				20⍁		TII
2G106 ⍁	150	120§	.50#A	18	15∅	4.0	100	100	.25∅	10∅	30†Δ				5⍁	ME	TIIB
2N2943 ⍁	150	120§Δ	.50#S	30	15	2.0	100	25	.50∅	50	45†				4⍁	D	SPR
2N711A ⍁	150	150§	.50#S	15	7.0	1.5	100	1.5∅	.50∅	10∅	25†Δ				6⍁	ME	TII
2N711B ⍁	150	150§	.50#S	18	7.0	2.0	100	1.5∅	.50∅	10∅	30†Δ				6⍁	ME	TII
2N2048A⍁	150	150§Δ	.50#S	30	20	2.5	100	25	.50∅	50∅	40†Δ				3⍁		SPR
2N2942 ⍁	150	150§Δ	.50#S	50	25	2.5	100	25	.50∅	50	65†				3.5⍁	D	SPR
2N3323	150	200§Δ	.50#J	35	35∅	3.0	100	10∅	10∅	3.0∅	30†Δ				3⍁	EM	MOTA
2N3324	150	200§Δ	.50#J	35	35∅	3.0	100	10∅	10∅	3.0∅	30†Δ				3⍁	EM	MOTA
2N3325	150	200§Δ	.50#J	35	35∅	3.0	100	10∅	10∅	3.0∅	30†Δ				3⍁	EM	MOTA
TI365	150	200	.40#J	30	30	2.0	50	5.0∅	9.0∅	1.0∅	30†Δ				3.3⍁	ME	TII
TI388	150	200	.40#J	30	30	2.0	50	5.0∅	6.0∅	1.0∅	35†				2.6	ME	TII
TI389	150	200	.40#J	30	30	2.0	50	5.0∅	6.0∅	1.0∅	20†				2.6	ME	TII
TI395	150	200	.40#J	30	30∅	2.0	50	5.0∅	1.0∅	10∅	220†⍁				3.0	ME	TII
2N2400 ⍁	150	225§	.50#S	12	7.0	1.0	100	100	.50∅	10∅	60				2.2	ME	SFR
2N2048 ⍁	150	250§	.50#S	20	15	2.0	100	100	.50∅	10∅	125†				1.5	ME	GIC
2N2258 ⍁	150	250§Δ	.50#J	7.0	7.0	1.0	100	10∅	1.0∅	10∅	30†				4.0	ME	MOTA
2N2259 ⍁	150	250§Δ	.50#J	7.0	7.0	1.0	100	10∅	1.0∅	10∅	50†				4.0	ME	MOTA
AF179	150	270§	.32∅J	25	25§		10	8.0∅								AD	PHIN
2N2635 ⍁	150	280	.50#S	30	12	2.5	100		1.0∅	50∅	45†Δ				5⍁	E	TII
2G103 ⍁	150	300	.25#J	15	15∅	2.0	50	3.0∅	5.0	10	40†				5.0	ME	TIIB
2G104 ⍁	150	300	.25#J	15	15∅	3.5	50	3.0∅	50∅	10	40†				5.0	ME	TIIB
2N559(1)⍁	150	300§Δ	.50$J	15	15∅	5.0	50	3.0∅	.50∅	10∅	25†Δ				6⍁		WEC
2N559(2)⍁	150	300§Δ	.50$J	15	15∅	5.0	50	3.0∅	.50∅	10∅	25†Δ				6⍁		NONE

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera / MASSIMA TEMPERATURA (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N559(3)⧄	150	300§Δ	.50$J	15	15Ø	5.0	50	3.0Ø	.50Ø	10Ø	25†Δ				6⧄		NONE
2N705 ⧄	150	300	.50#J	15	15Ø	3.5		3.0	.30Ø	10Ø	25†Δ					DM	MOTA
2N705A	150	300	.50#J	15					.30	10	40						SYL
2N985 ⧄	150	300§	.50#J	15	7.0	3.0	200	100	.50Ø	100	60†Δ				6.0	EM	TII
2N2401 ⧄	150	300§	.50#S	15	10	1.5	100	100	.50Ø	10Ø	90				2.2	ME	SPR
2N3449 ⧄	150	300§Δ	.50#S	15	6.0	1.5	100	3.0Ø	.25Ø	10Ø	20†Δ				5⧄		TII
2SA56 ⧄	150	300§	#J	15	15Ø	3.5	50	5.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				5.0	ME	NECJ
2SA126 ⧄	150	300§	.50#J	15	15Ø	1.0	50	5.0Ø	.50	10	40†				5.0	ME	NECJ
2SA405 ⧄	150	300§	#J	15	15Ø	3.5	50	3.0Ø	.50Ø	10Ø	40†				5.0	ME	NECJ
2SA410 ⧄	150	300§	.50#J	15	15Ø	1.0	150	5.0Ø	.30	10	40†				1.5	EM	NECJ
2N968 ⧄	150	320§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.70Ø	25Ø	20†Δ				4.0	ME	MOTA
2N969 ⧄	150	320§	.50#J	12	12	2.0		3.0Ø	.70Ø	25Ø	20†Δ				4.0	ME	MOTA
2N970 ⧄	150	320§	.50#J	12	12	1.3		3.0Ø	.70Ø	25Ø	20†Δ				4.0	ME	MOTA
2N971 ⧄	150	320§	.50#J	7.0	7.0	1.3		10Ø	.70Ø	25Ø	20†Δ				4.0	ME	MOTA
2N972 ⧄	150	320§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.70Ø	25Ø	40†Δ				4.0	ME	MOTA
2N973 ⧄	150	320§	.50#J	12	12	2.0		3.0Ø	.70Ø	25Ø	40†Δ				4.0	ME	MOTA
2N974 ⧄	150	320§	.50#J	12	12	1.3		3.0Ø	.70Ø	25Ø	40†Δ				4.0	ME	MOTA
2N975 ⧄	150	320§	.50#J	7.0	7.0	1.3		10Ø	.70Ø	25Ø	40†Δ				4.0	ME	MOTA
101A ⧄	150	320§	.50#J	15		5.0	100	10	3.0Ø	50Ø	40†					ME	MOTA
101B ⧄	150	320§	.50#J	15		5.0	100	10	3.0Ø	50Ø	40†					ME	MOTA
101M ⧄	150	320§	.50#J	15		5.0	100	10	3.0Ø	50Ø	40†					ME	MOTA
201A	150	320§	.50#J	15		2.0	100	10	5.0Ø	115	45Δ				8.5⧄	D	MOTA
201B	150	320§	.50#J	15		2.0	100	10	5.0Ø	115	45Δ				8.5⧄	D	MOTA
201M	150	320§	.50#J	15		2.0	100	10	5.0Ø	115	45Δ				8.5⧄	D	MOTA
2N2402 ⧄	150	325§	.50#S	18	12	2.0	100	20	.50Ø	10Ø	170				2.2	ME	SPR
2N2955 ⧄	150	350§	.50#J	40	25	3.5	100		1.0Ø	50Ø	43†				4⧄	EMΔ	MOTA
2N741	150	360§	.50#J	15	15	1.0	100	3.0Ø	6.0Ø	5.0Ø	25†	b 45	8.0		6.0	ME	MOTA
2N741A	150	360§	.50#	20	20	1.0	100	3.0Ø	6.0Ø	5.0	25†	45			6.0	ME	MOTA
2N2956 ⧄	150	375§	.50#J	40	20	3.5	100		1.0Ø	50Ø	76†				4⧄	EMΔ	MOTA
2N828 ⧄	150	400§	.50#J	15	15	2.5	200	100	.30Ø	10Ø	40†				3.5	ME	MOTA
2N828A	150	400§	.50#J	15		2.5		3.0		10Ø	40†					EMΔ	MOTA
2N829	150	400§	#J	15		2.5		3.0		10Ø	80†					EM	MOTA
2N2928	150	400§Δ	.50#S	15	13	.30	100	5.0Ø	6.0Ø	2.0Ø	8.0†Δ				2.5⧄	Ø	SYL
2N2957 ⧄	150	400§	.50#J	40	18	3.5	100		1.0Ø	50Ø	130†				4⧄	EMΔ	MOTA
2N3371	150	400§Δ	.50♦S	25	10	.30	100	7.0Ø	6.0Ø	12Ø	25Δ				4⧄	Ø	TII
2SA411 ⧄	150	400§	.50#J	15	15Ø	2.5	150	5.0Ø	.30	10	40†				1.5	EM	NECJ
2N559 ⧄	150	440§	.50$S	15		5.0	50	3.0Ø	1.0Ø	10Ø	50	b9.0	7.0	25	6⧄	ME	WEC
2N960 ⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	MOTA
2N960/46⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	SYL
2N961 ⧄	150	460§	.50#J	12	12	2.0		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	MOTA
2N961/46⧄	150	460§	.500J	12	12	2.0		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	SYL
2N962 ⧄	150	460§	.50#J	12	12	1.3		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	MOTA
2N962 ⧄	150	460§	.50#J	12	12	1.3		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EME	MOTA
2N962/46⧄	150	460§	.50#J	12	12	1.3		3.0Ø	.30Ø	10Ø	40†				2.2	EM	SYL
2N963 ⧄	150	460§	.50#J	12	12Ø	2.0		5.0Ø	.30Ø	10Ø	20†Δ				5⧄	EM	MOTA
2N964 ⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.30Ø	10Ø	70†				2.2	EM	MOTA
2N964 ⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.30Ø	10Ø	70†				2.2	EME	MOTA
2N964/46⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5		3.0Ø	.30Ø	10Ø	70†				2.2	EM	MOTA
2N964A ⧄	150	460§	.50#J	15	15	2.5	100	3.0Ø	.30Ø	10Ø	80†				2.2	EM	MOTA
2N965 ⧄	150	460§	.50#J	12	12	2.0		3.0Ø	.30Ø	10Ø	70†				2.2	EM	MOTA
2N966 ⧄	150	460§	.50#J	12	12	1.0		3.0Ø	.30Ø	10Ø	70†				2.2	EM	SYL
2N967 ⧄	150	460§	.50#J	12	12Ø	2.0		5.0Ø	.30Ø	10Ø	40†Δ				5⧄	EM	MOTA
2N1094	150	645§	.50#J	30	15	1.0	40	5.0Ø	6.0	4.0	50	b2.0	9.5	11	2.3	D†	WEC
2N1094	150	645§	.50#J	30	15	1.0	40	5.0Ø	6.0	4.0	50	b2.0	9.5	11	2.3	D†	WEC
2N2455 ⧄	150	820§	#J	15	15Ø	2.5	200	100	.20Ø	2.0Ø	52†				3.5	E	SYL
2N2456 ⧄	150	1000§	#J	15	15Ø	2.5	200	100	.20Ø	2.0Ø	52†				3.0	E	SYL
TIX3023	150	2400§Δ	.50#S	15	7.0	.30	50	6.0Ø	5.0Ø	6.0Ø	40Δ				3⧄	EM	TII
2N44A	155	1.00Ø	.40#S		25		50	8.0	5.0	1.0	31				40		ETC
2N44A	155	1.00Ø	.40#S		25		50	8.0	5.0	1.0	31				40		GESY
2N43A	155	3.50Δ	.50#S	45	25§	5.0		16	1.0Ø	100Ø	30Δ	b1.5⧄	35⧄	15⧄	60⧄	A	GESY
ACY17	160*	1.10§	#J	70	60		500			300	65						PHIN
ACY20	160*	1.10§	#J	40	32		500			50	70						PHIN
ACY21	160*	1.60§	#J	40	32		500			50	125						PHIN
2N109	165		.36#S	35	25	12	150	7.0Ø	1.0Ø	50Ø	65Δ				60⧄	AΔ	RCA
2SB345	165		.30ØJ	32		10	100	10Ø	5.0	2.0	125					A†	MATJ
2SB346	165		.30ØJ	32		10	100	10Ø	5.0	2.0	220					A†	MATJ
2N2428	165	1.20Δ	3.3ØJ	32	32§	10	30	10Ø	5.0	2.0	120					A	PHIN
2SB371	165	2.00	.30ØJ	32		10	200	15Ø	.50Ø	50	125†					A	MATJ
2N2429	165	2.30§	3.3ØJ	32	30§	10	100	10Ø	5.0	2.0	40				50⧄	A	PHIN

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL GERMANIO

(disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)) **20**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera / MASSIMA TEMPERATURA (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C: BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (μA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE: VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE: hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N1008	167	1.00	.36#J	20			300		5.0∅	10∅	90	300	600	10			ETC
2N1008A	167	1.00	.36#J	40			300		5.0∅	10∅	90	300	600	10			ETC
2N1008B	167	1.00	.36#J	60			300		5.0∅	10∅	90	300	600	10			ETC
2N1008B	167	1.00	.36#J	60			300		5.0∅	10∅	90	300	600	10			BEN
AC132	167	1.3§Δ	.30∅J		32		200	10∅	0.0	50∅	115†						PHIN
2SB22	170		∅J	25		25	75	15	1.5∅	30	95					A	TSAJ
2SB265	170		∅J	40		12	100	14	1.0∅	100∅	100†				3.0	AΔ	TOSJ
2N464	170	1.00	.35#J	45	40	12	100	15∅	6.0∅	1.0	26	17	900	3.5		FA	ETC
2N464	170	1.00	.35#J	45	40	12	100	15∅	6.0∅	1.0	26	17	900	3.5		FA	GIC
2N465	170	1.10	.35#J	45	30	12	100	15∅	6.0∅	1.0	45	18	1400	4.3		FA	ETC
2N363	170	1.50	.35#J	32	30	6.0	100	15∅	6.0∅	1.0	50					FA	ELBR
2N466	170	1.50	.35#J	35	20	12	100	15∅	6.0∅	1.0	90	20	3000	6.5		FA	ETC
2N633	170	1.50	.35#J	32	30§	6.0	100	25	.50∅	50	60†					FA	ETC
2N362	170	2.00	.35#J	25	18	6.0	100	15∅	6.0∅	1.0	90					FA	ELBR
2N360	170	2.50	.35#J	32	30§	6.0	200	15∅	1.0∅	50	100†					FA	ELBR
2N361	170	2.50	.35#J	32	30§	6.0	200	15∅	1.0∅	50	50†					FA	ELBR
2N413	170	2.50	.35#J	30	18	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	30	b.60	25	3.0	12	FA∅	ETC
2N632	170	2.50	.35#J	30	24§	6.0	100	25	.50∅	50	120†					FA	ETC
2N467	170	2.70	.35#J	35	15	12	100	15∅	6.0∅	1.0	180	22	5500	6.2		FA	ETC
2N359	170	3.50	.35#J	25	18§	6.0	200	15∅	1.0∅	50	200†					FA	ELBR
2N631	170	3.50	.35#J	25	18§	6.0	100	25	6.0∅	1.0	200†					FA	ETC
2N425 ∅	170	4.00	.35#J	30	20	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	30†			5.5	14	FA	ETC
2N425 ∅	170	4.00	.35#J	30	20	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	30†			5.5	14	FA	GIC
2N426 ∅	170	6.00	.35#	30	18	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	40†				14	FA	ETC
2N426 ∅	170	6.00	.35#	30	18	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	40				§%	FA	GIC
2N414	170	7.00	.35#J	30	15	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	60	b.62	25	5.0	12	FA∅	ELBR
2N416	170	10.0	.35#J	30	12	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	80	b.65	25	7.0	12	FA∅	ETC
2N416	170	10.0	.35#J	30	12	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	80	b.65	25	7.0	12	FA∅	GIC
2N1171	170	10.0Δ	.35#J	30	12	20	400	5.0∅	.25∅	1.0Δ	30†Δ				14	FAΔ	ETC
2N427 ∅	170	11.0	.35#	30	15	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	55†				14	FA	ETC
2N427 ∅	170	11.0	.35#	30	15	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	55†				14	FA	GIC
2N428 ∅	170	17.0	.35#J	30	12	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	80†				14	FA	CSF
2N417	170	20.0	.35#J	30	10	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	140	b.77	26	11	12	FA	ELBR
2N417	170	20.0	.35#J	30	10	20	200	5.0∅	6.0∅	1.0	140	b.77	26	11	12	FA	GIC
2N1017	170	20.0	.35#S	30	10	20	400	25	.25∅	10Δ	100†				12	FAΔ	ETC
2SA128	170	20.0	∅J	40		2.0	500	50	6.0	1.0					20	D	TOSJ
2SA129	170	20.0	∅J	40		2.0	500	50	6.0	1.0					20	D	TOSJ
2N1018	170	25.0	.35#J	30	6.0	20	400	4.0∅	.25∅	1.0Δ	140†				12	FAΔ	ETC
OC602SP	175		.17	40		10	500	30	6.0	1.0	25					A	TFKG
OC604SP	175		.17	40		10	500	30	6.0	1.0	45					A	TFKG
2SA174	175	4.00	.28∅J	20		10	50	8.0	1.0∅	10	60†				13	A	NECJ
2SA172	175	8.00	.28∅J	20		10	200	8.0	.35∅	200	40				12	A	NECJ
2SA168	175	9.00	.28∅J	20	18§	10	50	8.0	6.0∅	1.0	70	b 80	28	13	15	A	NECJ
2SA168A	175	9.00	.28∅J	20	18	10	50	8.0	6.0∅	1.0	70	b 80	28	13	15	A	NECJ
2SA170	175	15.0	.28∅J	20		10	50	8.0	1.0∅	10	70†				11	A	NECJ
2N291	180		.25*A	25			200	25	.50∅	100	45					A	ETC
2SB378	180		*J	18	16§		150	10	1.0∅	20∅	42†	b.50	27	3.5		A	SONY
2SB379	180		*J	18	16§		150	10	1.0∅	20∅	84†	b.50	27	5.0		A	SONY
2SB380	180		*J	18	16§		150	10	1.0∅	20∅	169†	b.30	27	10		A	SONY
2N402 †	180	.60	.33#J	25		10	150	15	9.0	1.0	25	b.60	33	2.0	40	F	ETC
2N612	180	.60	.33#J	25		10	150	25	9.0	1.0	25	b.60	33	2.0	40	F	ETC
2SB162	180	.65	.28∅J	30		10	100	10∅	1.0∅	50∅	50†				30	A	NECJ
2SB164	180	.80	.28∅J	30		10	100	10∅	1.0∅	50∅	70†				30	A	NECJ
2N403	180	.85	.33#J	25		10	200	15	9.0	1.0	35	b.20	30	3.0	40	F	ETC
2N613	180	.85	.33#J	25		10	200	25	9.0	1.0	35	b.20	30	3.0	40	F	ETC
2N61	180	1.00	.33#J	25		10	200	15		100∅	45†				40	F	ETC
2N61A	180	1.00	.33#J	40		10	200	15		100∅	45†				40	F	ETC
2N61B	180	1.00	.33#J	50		10	200	15		100∅	45†				40	F	ETC
2N61C	180	1.00	.33#J	60		10	200	15		100∅	45†				40	F	ETC
2N611	180	1.00	.33#J	25		10	200	15		100∅	45	b	345		40	F	ETC
2SB166	180	1.00	.28∅J	30		10	100	10∅	1.0∅	50∅	100†				30	A	NECJ
NKT252	180	1.00	.33#J	12	12∅		25	5.0	4.5∅	1.0∅	35Δ					A†	NTLB
NKT254	180	1.00	.33#J	12	12∅		25	5.0	4.5∅	1.0∅	85Δ					A†	NTLB
NKT262	180	1.00	.33#J	12	12∅		25	5.0	4.5∅	1.0∅	35Δ					A†	NTLB
NKT264	180	1.00	.33#J	12	12∅		25	5.0	4.5∅	1.0∅	85Δ					A†	NTLB
2SB102	180	1.20	.28∅J	30		10	50	10	6.0∅	1.0	60	b.30	30	2.5		A	NECJ
2SB104	180	1.20	.28∅J	30		10	100	10	1.0∅	50∅	70†					A	NECJ
2N60	180	1.50	.33#J	25		10	200	15		100∅	70†				40	F	ETC
2N60A	180	1.50	.33#J	40		10	200	15		100∅	70†				40	F	ETC

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte sesta — LE DIVERSE CLASSI DI FUNZIONAMENTO

— Stadi Amplificatori di Potenza in Classe « A »

Abbiamo visto in precedenza come — nel funzionamento in Classe « A » — si ottenga la minima distorsione, in quanto la valvola viene fatta funzionare esattamente lungo il tratto rettilineo della sua curva caratteristica. Ebbene questo è il motivo per il quale la suddetta Classe viene usata per la realizzazione di stadi finali di potenza, costituiti da una sola valvola, oppure da due o più valvole, collegate in parallelo o in opposizione di fase. L'argomento di questo tema verte appunto sulla teoria di funzionamento di stadi di questo tipo.

Una valvola termoionica può essere usata per realizzare lo stadio di uscita (o stadio finale) di un ricevitore radio o televisivo, come stadio amplificatore di potenza funzionante in Classe « A », per fornire all'altoparlante una quantità di potenza adeguata alle esigenze specifiche. Per questa particolare applicazione, l'ottenimento di un segnale di uscita di notevole potenza presenta una importanza maggiore che non l'ottenimento di una forte amplificazione di tensione: di conseguenza, le possibilità di guadagno, vale a dire di amplificazione, consentite dalla valvola usata, vengono in pratica sacrificate durante la fase di progetto della valvola stessa, al fine di ottenere l'erogazione della potenza desiderata.

Sia i triodi, che i pentodi e le valvole a fascio elettronico, che vengono progettate per funzionare come stadi amplificatori di potenza, posseggono particolari caratteristiche nei confronti di ogni singolo elettrodo e di ogni particolare struttura, inerenti al tipo specifico di impiego. Per maggiore esattezza, diremo che — a titolo di esempio — le valvole di potenza a triodo, destinate all'impiego come amplificatrici di potenza in Classe «A», sono contraddistinte da una bassa sensibilità di potenza, da un basso rendimento agli effetti dell'alimentazione di placca, e da una bassa distorsione. I pentodi — per contro — sono caratterizzati da una elevata sensibilità di potenza, da un elevato rendimento agli effetti dell'alimentazione di placca, e —

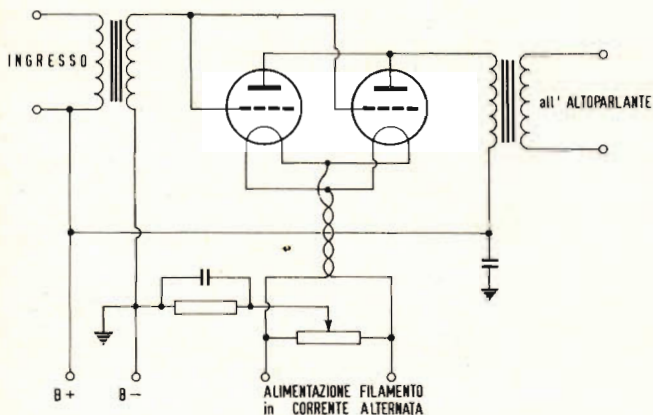



Fig. 34 - Esempio di stadio finale di potenza costituito da due valvole collegate tra loro in parallelo. Con questo sistema, è possibile ottenere una potenza doppia rispetto a quella che si ottiene con una sola valvola. Le tensioni di alimentazione e la tensione del segnale di ingresso applicato alle due griglie rimangono eguali a quelle relative ad uno stadio a valvola singola, mentre raddoppia l'intensità delle correnti di placca e — nel caso di pentodi — di schermo.

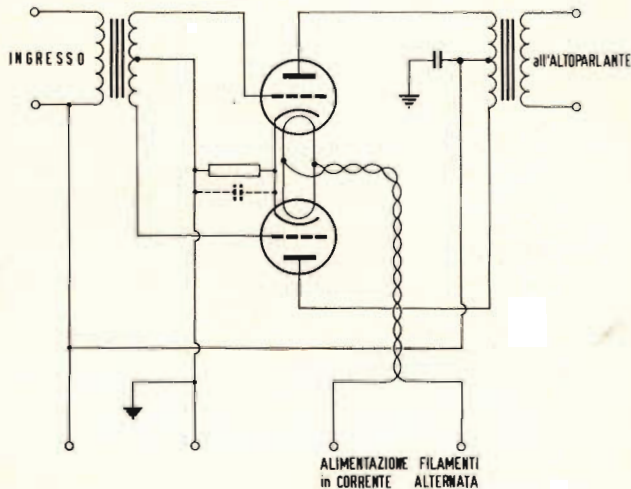
solitamente — da una distorsione leggermente maggiore di quella che si ottiene con i triodi funzionanti in Classe « A ». Le valvole elettroniche a fascio — infine — presentano una sensibilità di potenza ancora maggiore, come pure un rendimento maggiore agli effetti dell'alimentazione di placca, rispetto alle valvole normali, sia a triodo che a pentodo.

Incidentalmente, rammentiamo che per **rendimento di alimentazione** si intende il rapporto tra la potenza utile fornita in uscita, e la potenza dissipata per l'alimentazione. Per **sensibilità di potenza** — invece — si intende in pratica la variazione di rendimento tra il funzionamento con deboli segnali di ingresso, ed il funzionamento con segnali di ingresso di intensità massima.

Uno stadio amplificatore funzionante in Classe « A » può essere usato anche come stadio « pilota » o « di eccitazione », necessario per fornire ad uno stadio di potenza funzionante in Classe « AB2 » o in Clase « B » la potenza di eccitazione necessaria per il suo funzionamento. In genere, è consigliabile usare a tale scopo un triodo, anzichè un pentodo, a causa della minore impedenza di placca presentata appunto da un triodo.

Per ottenere un aumento della potenza di uscita fornita da uno stadio finale funzionante in Classe « A », è possibile collegare due valvole in parallelo tra loro, oppure in modo da determinare il funzionamento in controfase. Il metodo di collegamento in parallelo, illustrato nel circuito di « **fig. 34** », consente di ottenere in uscita una potenza doppia rispetto a quella che può essere fornita da una sola valvola, e ciò disponendo della medesima intensità del segnale di ingresso fornito dagli stadi precedenti. Con questo sistema di collegamento, si ottiene in pratica un raddoppiamento della trasconduttanza dello stadio, ed inoltre la resistenza di placca risultante, come pure la resistenza di carico necessaria, risultano ridotte alla metà rispetto all'impiego di una sola valvola.

Il collegamento per determinare il funzionamento in opposizione di fase (illustrato alla « **fig. 35** »), sebbene richieda che venga fornito al duplice stadio un segnale di griglia di ampiezza doppia rispetto a quella necessaria per eccitare una valvola o due valvole in parallelo, consente una potenza di uscita apprezzabilmente maggiore, ed inoltre comporta notevoli vantaggi. Ad esempio, la distorsione provocata dalla presenza di armoniche di ordine pari e dal rumore di fondo, e dovuta alle fluttuazioni della tensione anodica di alimentazione, risulta

Fig. 35 - Esempio di stadio di potenza funzionante in opposizione di fase. Per questo tipo di stadio, occorre disporre di uno stadio pilota che provveda a fornire all'ingresso un segnale di polarità opposta sulle due griglie. I segnali di uscita delle due valvole si integrano nel primario del trasformatore di uscita, determinando così un unico segnale ai capi del secondario. In questo caso il segnale di ingresso deve avere un'ampiezza pari al doppio di quella necessaria per uno stadio a valvola singola. Le tensioni restano le medesime, ma le intensità di corrente raddoppiano anch'esse.

completamente soppressa o almeno sostanzialmente eliminata. Ciò grazie alla cosiddetta **neutralizzazione mutua,** dovuto al fatto che ogni variazione estranea al segnale di ingresso si presenta ai capi delle due metà dell'avvolgimento primario del trasformatore di uscita, con eguale ampiezza e con polarità eguale: di conseguenza, le variazioni di flusso che esse provocano nell'energia magnetica indotta sono di polarità opposta, per cui si neutralizzano a vicenda. Al contrario, le variazioni dovute al segnale utile si presentano con polarità opposte, per cui le variazioni di flusso sono di polarità analoga (a causa della diversa direzione di scorrimento della corrente nelle due sezioni del primario) e, di conseguenza, si sommano.

Oltre a ciò, dal momento che col funzionamento in opposizione di fase la distorsione che si ottiene in uscita è minore di quella che si ottiene con uno stadio a valvola singola o con due valvole in parallelo, all'uscita dello stadio risulta disponibile una potenza apprezzabilmente maggiore del doppio, se si usano dei triodi, diminuendo il valore della resistenza (o dell'impedenza) del carico fino a raggiungere un valore che si approssima a quello necessario per una sola valvola.

Sia nel caso del collegamento di due valvole in parallelo, che in quello del collegamento di due valvole in contro-fase (« push-pull »), per l'impiego di due valvole funzionanti in Classe « A », tutte le correnti che scorrono nei circuiti dei diversi elettrodi risultano di intensità doppia, mentre le tensioni applicate ai medesimi elettrodi rimangono eguali a quelle necessarie per alimentare una sola valvola. Se per la polarizzazione delle griglie di controllo si fa uso di una resistenza catodica, il suo valore deve pertanto essere pari alla metà di quello necessario per una sola valvola, e ciò in quanto tale resistenza viene ad essere percorsa da una corrente anodica pari al doppio, in quanto è costituita dalla somma delle correnti relative alle due valvole (vedi « **fig. 36** »).

Se con uno dei due tipi di collegamento si verifica la produzione di oscillazioni, esse possono essere facilmente eliminate mediante l'impiego di resistenze non induttive (ossia chimiche) del valore di circa 1.000 Ω, collegate in serie a ciascuna delle due griglie di controllo, immediatamente in corrispondenza del piedino di ognuno degli zoccoli.

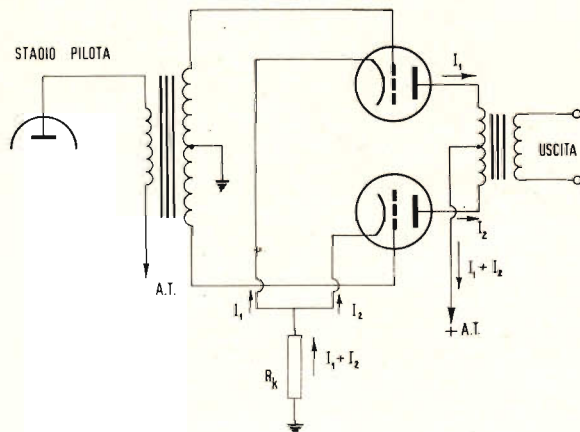



Fig. 36 - Circuito semplificato illustrante il percorso delle due correnti anodiche I_1 e I_2. Esse scorrono insieme sia nella resistenza catodica, che nel conduttore che applica la Alta Tensione positiva alla presa centrale del primario del trasformatore di uscita. Viceversa, scorrono in due circuiti separati a partire dall'uscita superiore della resistenza catodica, fino alla presa centrale suddetta.

Il funzionamento delle valvole di potenza, tale da attribuire in determinati istanti del segnale una polarità positiva alla griglia controllo, non è consigliabile, ad eccezione dei casi in cui il funzionamento delle valvole usate rientra nei casi che verranno discussi in seguito a proposito delle Classi di amplificazione « AB » o « B ».

Calcolo di uno stadio finale in CLASSE « A »

Il calcolo della potenza di uscita fornita da un triodo usato come stadio amplificatore funzionante in Classe « A » e provvisto o di un trasformatore di uscita o di un'impedenza di carico che presenti un basso valore di resistenza alla corrente continua, può essere eseguito senza incorrere in errori di grave entità basandosi su di una famiglia di curve che esprima le caratterisitche di placca, e stabilendo a priori un certo valore di riferimento del carico anodico. In tal modo, è possibile determinare anche l'intensità della corrente di placca, il valore della polarizzazione di griglia, il valore ottimo della resistenza di carico, e la percentuale di distorsione per seconda armonima. I suddetti calcoli vengono eseguiti graficamente, ed un esempio è illustrato alla « **fig. 37** », in riferimento a determinate condizioni. Il procedimento può essere sintetizzato come segue:

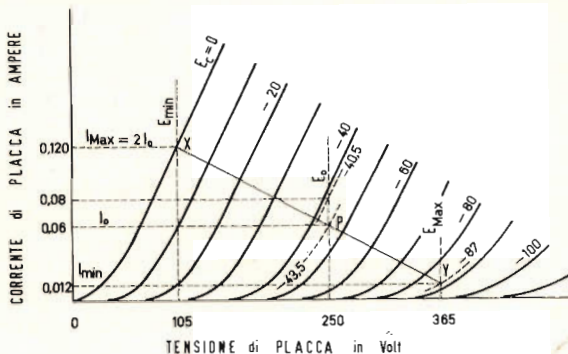
1. Localizzare innanzitutto il punto corrispondente al valore di polarizzazione di griglia che sussiste in assenza di segnale, rappresentato dalla lettera « P », determinando il valore di polarizzazione in assenza del segnale, ossia il valore di Ec_o, mediante la seguente formula:

Polarizzazione in assenza di segnale

$$Ec_o = -(0{,}68 \times E_b)/\mu$$

nella quale E_b rappresenta il valore scelto della tensione continua di placca espresso in volt con il quale la valvola deve funzionare,, e μ rappresenta — come ben sappiamo — il fattore di amplificazione della stessa. La grandezza appare con polarità negativa per indicare che si usa una polarizzazione negativa.

2. Localizzare il valore dell'intensità della corrente anodica che sussiste in assenza di segnale, rappresentato dal simbolo I_o, e corrispondente al punto P.

Fig. 37 - Grafico illustrante una famiglia di curve, mediante la quale è possibile determinare con buona approssimazione l'intensità della corrente di placca, il valore della tensione di polarizzazione di griglia, il valore ideale di impedenza o di resistenza del carico di placca, nonché la percentuale di distorsione per seconda armonica, in uno stadio amplificatore di potenza in Classe « A ».

3. Localizzare il punto $2I_o$, che rappresenta il doppio del valore I_o, e che corrisponde al valore massimo della corrente di placca I_{max} in condizioni di massimo segnale.

4. Localizzare il punto X sulla curva di polarizzazione in corrente continua a zero volt, $E_c = O$, corrispondente al valore di I_{max}.

5. Tracciare una linea retta XY passante attraverso X e P.

La linea XY rappresenta quella che viene comunemente chiamata la **retta di carico.** La sua inclinazione varia col variare del valore della resistenza di carico. Questo valore, espresso in ohm, è dato dalla divisione tra $(E_{max} - E_{min})$ e $(I_{max} - I_{min})$, nella quale E è espressa in volt, ed I è espressa in ampère.

È opportuno rilevare che, nel caso delle valvole a filamento, i calcoli vengono effettuati in riferimento alla accensione in corrente continua del filamento stesso. Quando invece il filamento viene alimentato in corrente alternata, il valore calcolato della polarizzazione in corrente continua deve essere aumentato di circa la metà della tensione di accensione nominale del filamento della valvola.

Il valore della corrente anodica I_o che sussiste in assenza di segnale di ingresso deve essere usato per determinare la dissipazione anodica, fattore importante che esercita una notevole influenza agli effetti della durata della valvola.

In uno stadio amplificatore funzionante in Classe « A », in condizioni di assenza di segnale di ingresso, la dissipazione di placca equivale alla potenza di ingresso, vale a dire al prodotto tra la tensione continua di placca E_o, e la corrente anodica I_o che scorre in assenza di segnale.

Se si riscontra che il valore della dissipazione anodica della valvola viene superato con la polarizzazione Ec_o in assenza di segnale precedentemente calcolata, sarà in tal caso necessario aumentare la tensione di polarizzazione stessa, tanto quanto basta affinchè il valore della dissipazione anodica non superi quello denunciato dal fabbricante. Ciò deve essere fatto prima di procedere nell'esecuzione degli altri calcoli.

Agli effetti dal calcolo della potenza di uscita, si presume che la tensione alternata di picco applicata alla griglia sia di valore sufficiente (1) a far variare la tensione di griglia dal valore Ec_o in assenza di segnale a zero ($E_c = 0$) durante il semiperiodo poistivo del segnale di ingresso, e (2) a far variare la tensione di griglia fino ad un valore pari al doppio della polarizzazione presente in assenza di segnale, durante il semiperiodo negativo. Durante quest'ultimo, la tensione di placca e la corrente di placca raggiungono rispettivamente i valori rappresentati dalle sigle E_{max} ed I_{min}; durante il semiperio-

do positivo, esse raggiungono invece i valori rappresentati rispettivamente dalle sigle E_{min} ed I_{max}.

Dal momento che la potenza è data dal prodotto tra la tensione e la corrente, la potenza di uscita P_o, così come può essere misurata con l'aiuto di un wattmetro, può essere calcolata mediante la seguente formula:

$$P_o = \frac{(I_{max} - I_{min}) \times (E_{max} - E_{min})}{8}$$

nella quale E è espressa in volt, I in ampère, e P_o è espressa in watt.

Nel segnale di uscita fornito dai triodi funzionanti come amplificatori di potenza, è presente una certa distorsione. Questa distorsione è imputabile in maniera preponderante alla presenza di tracce di seconda armonica negli stadi amplificatori a valvola singola. La percentuale di distorsione per seconda armonica può essere calcolata mediante la seguente formula:

$$\% \text{ di distors.} = \frac{\dfrac{I_{max} + I_{min}}{2} - I_o}{I_{max} - I_{min}} \times 100$$

nella quale I_o è la corrente di placca in assenza di segnale, espressa in ampère. Se la distorsione è eccessiva, la resistenza di carico deve essere aumentata, oppure — occasionalmente — deve essere leggermente diminuita, dopo di che si ripete il calcolo.

Esempio: Determinare la resistenza di carico, la potenza di uscita, e la distorsione di un triodo avente un fattore di amplificazione pari a 4,2, una dissipazione di placca nominale di 15 watt, ed una caratteristica di placca come quella illustrata alla « fig. 37 ». Si sa a priori, che la valvola deve funzionare con una tensione anodica di 250 volt.

Procedimento: Per una prima approssimazione, determinare il punto di funzionamento P dalla formula che permette di calcolare il valore della polarizzazione in assenza del segnale: si ha perciò:

$$Ec_o = -(0,68 \times 250)/4,2 = -40,5 \text{ volt}$$

Dalla curva relativa a questa tensione, si apprende che la corrente di placca I_o in assenza di segnale, e con una tensione anodica di 250 volt, equivale a 0,08 ampère, per cui la dissipazione nominale risulta superata (infatti, 0,08 $\times$ 250 = = 20 watt, ossia maggiore di 15).

Di conseguenza, è necessario ridurre l'intensità della corrente anodica corrispondente ad una tensione di 250 volt., al valore di 0,06 ampère. Riscontriamo perciò che la polarizzazione deve essere pari a —43,5 volt.

Si noti che la curva è stata tracciata con alimentazione del filamento in corrente continua: se invece il filamento dovesse funzionare con alimentazione in corrente alternata, la tensione di polarizzazione dovrebbe essere aumentata della metà circa della tensione di filamento, per cui diventerebbe —45 volt, ed il ritorno del circuito di griglia dovrebbe inoltre far capo ad un punto a tensione zero del circuito di accensione del filamento.

Ciò fatto, è possibile determinare il punto X. Esso corrisponde al punto di intersezione tra la curva di polarizzazione in corrente continua a zero volt con I_{max}, nella quale $I_{max} = 2I_o = 2 \times 0.6 =$ = 0,12 ampère.

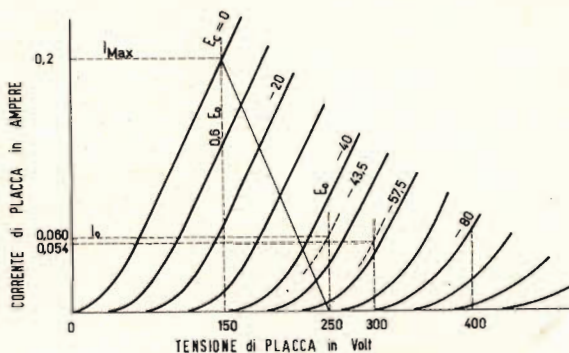
Successivamente, si traccia la retta XY passante attraverso i punti P ed X.

A questo punto, è possibile ricavare dalle curve i valori di E_{max}, E_{min}, ed I_{min}. Sostituendo questi valori nella formula che ci permette di calcolare la potenza di uscita, otteniamo:

$$P_o = \frac{(0,12 - 0,012) \times (365 - 105)}{8} = 3,52 \text{ watt}$$

La resistenza rappresentata dalla retta di carico XY è data da:

$$\frac{(365 - 105)}{(0,12 - 0,012)} = 2.410 \text{ ohm}$$

Fig. 38 - Grafico costituito da una famiglia di curve, mediante il quale è possibile calcolare con sufficiente esattezza la massima potenza di uscita che può essere fornita da uno stadio finale costituito da triodi funzionanti in opposizione di fase, in Classe « A ».

Quando i valori ottenuti dalle curve vengono sostituiti nella formula che ci permette di calcolare la distorsione, otteniamo:

$$\% \text{ di distorsione } = \frac{\dfrac{0{,}12 + 0{,}012}{2} - 0{,}06}{0{,}12 - 0{,}012} \times 100 = 5{,}50\%$$

È consuetudine scegliere la resistenza di carico in modo tale che il valore della distorsione non superi il 5%. Quando si usa il metodo illustrato per determinare l'inclinazione della retta di carico, la distorsione per seconda armonica non supera in genere questo valore massimo.

Nell'esempio, tuttavia, la distorsione è eccessiva, ed è pertanto opportuno usare una resistenza di carico di valore leggermente superiore. Un valore della suddetta resistenza pari a 2.500 Ω fornisce una distorsione del 4,9% circa. In tal caso, però, la potenza di uscita viene ridotta solo di poco, e cioè al valore di 3,5 watt.

Le condizioni di funzionamento dei triodi funzionanti in opposizione di fase dipendono dal tipo di funzionamento che si desidera ottenere.

Nel funzionamento in classe « A » la distorsione, la potenza di uscita, ed il rendimento sono tutti relativamente bassi. La tensione di polarizzazione può assumere qualsiasi valore compreso tra quello precisato per il funzionamento di una sola valvola, e quello equivalente alla metà della polarizzazione necessaria per produrre l'interdizione della corrente di placca, con una tensione anodica pari a $1{,}4E_O$, nella quale la sigla E_O rappresenta il valore della tensione anodica applicata. Una polarizzazione maggiore di questo valore implica l'impiego di una tensione maggiore del segnale applicato alla griglia, e determina il funzionamento in classe « AB1 », del quale ci occuperemo più avanti.

Il metodo per calcolare la massima potenza di uscita consentita da uno stadio finale costituito da triodi funzionanti in classe « A », e collegati in opposizione di fase, è il seguente:

Tracciare una retta verticale $0{,}6E_O$ (vedi « **fig. 38** »), che tagli la curva $E_C = 0$ in corrispondenza del punto dell'asse delle ordinate relativo al valore di I_{max}. Ciò fatto, si determina dalla curva il valore di I_{max} per usarlo nella formula

$$P_O = (I_{max} \times E_O) : 5$$

Se I_{max} è espressa in ampère, e se E_O è espressa in volt, la potenza di uscita risulta espressa in watt.

Il metodo adatto alla determinazione della resistenza di carico corretta per i triodi collegati in « push-pull » è il seguente:

Tracciare una retta di carico attraverso I_{max} sulla curva relativa ad una tensione di polarizzazione pari a zero, e passante per il punto E_O sull'asse della corrente pari a zero. Il quadruplo della resistenza rappresentata da questa retta di carico costituisce il valore del carico tra placca e placca (R_{pp}) necessario per due triodi funzionanti in Classe « A » e collegati in opposizione di fase. Esprimendo questo concetto in forma matematica con una formula, abbiamo che

$$R_{pp} = 4 \times (E_O — 0,6E_O) : I_{max}$$

nella quale E_O è espressa in volt, I_{max} in ampère, ed R_{pp} in ohm.

Esempio: Supponiamo che la tensione di placca (E_O) debba avere un valore di 300 volt, e che la potenza nominale di dissipazione da parte della valvola sia di 15 watt. In tal caso, per il funzionamento in Classe « A », la polarizzazione può essere pari, ma non superiore, alla metà della polarizzazione necessaria per determinare l'interdizione con una tensione anodica pari a 1,4 x 300 = 420 volt, (e ciò in quanto la polarizzazione di interdizione è pari all'incirca a —115 volt con una tensione di placca di 420 volt, per cui la metà di tale polarizzazione è pari a —57,5 volt).

Col suddetto valore della tensione di polarizzazione di griglia, il valore dell'intensità della corrente di placca può essere riscontrato pari a 0,054 ampère sulla famiglia di curve: di conseguenza, la dissipazione anodica viene ad essere di 0,054 x 300 = 16,2 watt.

Ora, dal momento che la polarizzazione di —57,5 volt costituisce il limite per il funzionamento in Classe « A », in riferimento al tipo di valvola adottato e ad una tensione di placca pari a 300 volt, questo valore di dissipazione non può essere ridotto aumentando in senso negativo la polarizzazione stessa. Ne deriva che l'unico sistema consiste nel ridurre la tensione di alimentazione anodica.

Se questa tensione viene ridotta al valore di 250 volt, si troverà che il valore di polarizzazione corrispondente deve essere di —43,5 volt. Per questo valore di polarizzazione, l'intensità della corrente di placca ammonta a 0,06 ampère, e la dissipazione di placca è di 15 watt. Quindi, seguendo il metodo usato per calcolare la potenza di uscita, si traccia una retta verticale in $0,6E_O$ = 150 volt. L'intersezione di questa retta con la curva $E_C = 0$ corrisponde ad un valore di I_{max} pari a 0,2 ampère.

Se ora sostituiamo questo valore nella formula che consente di calcolare la potenza di uscita, abbiamo che

$$P_O = (0,2 \times 250) : 5 = 10 \text{ watt}$$

Il valore della resistenza di carico viene quindi determinato con l'aiuto della formula relativa, come segue:

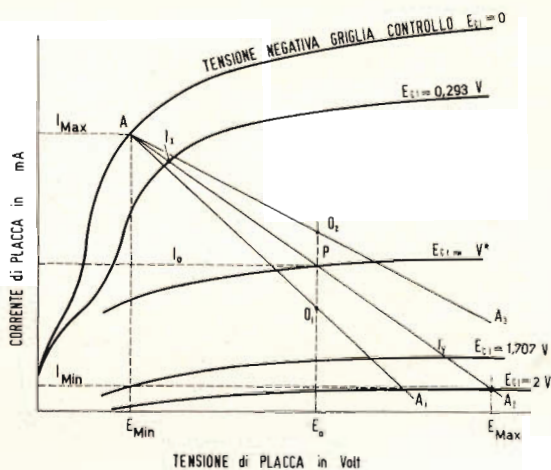
$$R_{pp} = 4 \times (250 — 150) : 0,2 = 2.000 \ \Omega$$

La potenza di uscita di un pentodo o di una valvola di potenza a fascio elettronico, usati come stadi amplificatori funzionanti in Classe « A », può essere calcolata in modo del tutto analogo a quello adottato per il medesimo calcolo nei confronti di un triodo. Anche in questo caso, i calcoli possono essere eseguiti con un sistema grafico, e con l'aiuto di una famiglia di curve di placca, così come illustrato alla **« fig. 39 »**.

A partire dal punto A, o immediatamente al di sotto del ginocchio della curva corrispondente ad una polarizzazione zero, si tracciano delle rette di carico scelte arbitrariamente in modo da intersecare l'asse della corrente di placca pari a zero. Queste rette devono trovarsi da entrambi i lati del punto di funzionamento P, la cui posizione viene determinata dal valore desiderato della tensione di placca, E_O, e dalla metà della corrente di placca che scorre quando alla griglia è applicato il segnale di massima ampiezza.

Lungo qualsiasi retta di carico, supponiamo la retta A-A1, si misura la distanza che intercorre tra A e O1. Sulla medesima retta, si individua una distanza eguale, O1 - A1.

Per ottenere le condizioni ottime di funzionamento, la variazione di polarizzazio-

Fig. 39 - Famiglia di curve caratteristiche di placca, tipiche di un pentodo. Mediante questo tipo di grafico, è possibile calcolare con sufficiente esattezza la potenza di uscita fornita da uno stadio finale a pentodo o a fascio elettronico, così come è stato possibile per un triodo.

ne tra A e O1 deve essere approssimativamente eguale alla variazione di polarizzazione che si verifica tra O1 ed A1. Se non è possibile riscontrare questa condizione con una retta, come appunto nel caso della retta che abbiamo scelto per prima, occorre provare con un'altra retta.

Non appena si è riusciti a trovare la retta più soddisfacente, la sua resistenza può essere determinata con l'aiuto della seguente formula:

$$\text{Resistenza di carico } (R_L) = \frac{E_{max} - E_{min}}{I_{max} - {}_{min}}$$

Il valore di R_L può essere ora sostituito nella formula che segue, per calcolare la potenza di uscita:

$$P_O = \frac{[I_{max} - I_{min} + 1{,}41\,(I_x - I_y)]^2\,R_L}{32}$$

In entrambe le formule di cui sopra, I è espressa in ampère, E in volt, R_L in ohm, e P_O in watt. I_x ed I_y rappresentano i valori di corrente sulla retta di carico corrispondenti alle tensioni di $E_{C1} = V - 0{,}707V = 0{,}293V$, ed $E_{C1} = V + 0{,}707V = 1{,}707V$, rispettivamente.

I calcoli relativi alla distorsione possono essere eseguiti mediante le formule che seguono. I simboli usati sono già stati definiti:

$$\%\text{ di distorsione per 2}^a\text{ armonica} = \frac{I_{max} + I_{min} - 2\,I_O}{I_{max} - I_{min} + 1.41\,(I_x - I_y)} \times 100$$

$$\%\text{ di distorsione per 3}^a\text{ armonica} = \frac{I_{max} - I_{min} - 1{,}41\,(I_x - I_y)}{I_{max} - I_{min} + 1{,}41\,(I_x - I_y)} \times 100$$

$$\%\text{ di distorsione totale (2}^a\text{ e 3}^a\text{ arm.)} = \sqrt{(\%\,2^a)^2 + (\%\,3^a)^2}$$

I Fattori di Conversione

Le condizioni di funzionamento necessarie per valori di tensione diversi da quelli elencati nei dati pubblicati dal fabbricante possono essere ricavate mediante l'impiego dell'abaco di **« fig. 40 »**, quando tutte le tensioni dei vari elettrodi vengono fatte variare contemporaneamente nel medesimo rapporto. Il suddetto abaco comprende i fattori di conversione per la corrente (F_I), per la potenza di uscita (F_p), per la resistenza di placca o per la resi-

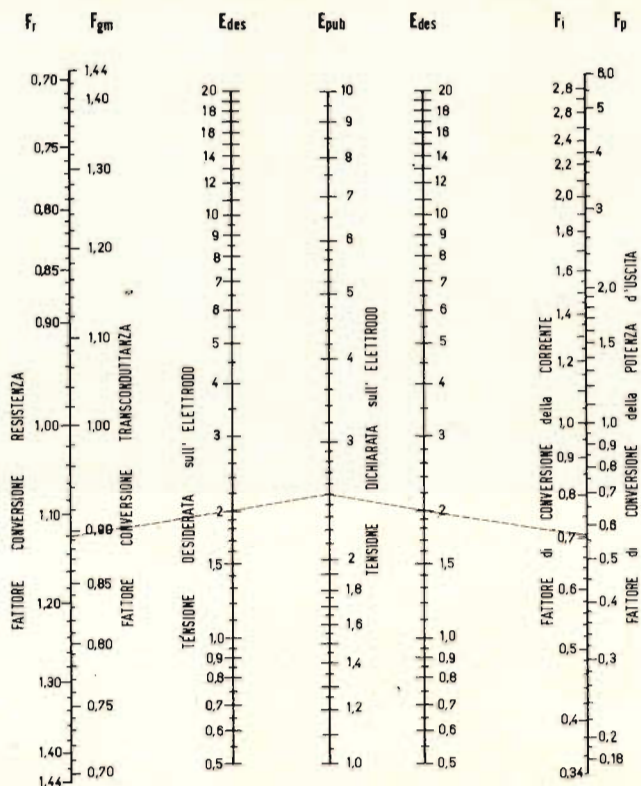



Fig. 40 - Abaco utile per calcolare con un semplice procedimento grafico le condizioni ed i valori tipici di funzionamento di una valvola, con tensioni di alimentazione diverse da quelle fornite normalmente dal costruttore. L'abaco permette di calcolare i fattori di conversione; tali fattori hanno però valore solo se tutte le tensioni applicate ai vari elettrodi vengono fatte variare contemporaneamente col medesimo rapporto.

stenza di carico (F_r), e per la trasconduttanza (F_{gm}), per rapporti di tensione compresi tra 0,5 e 2,0.

Questi fattori sono espressi in funzione del rapporto che esiste tra la tensione desiderata (ossia la nuova tensione) per ciascun elettrodo (E_{des}), ed il valore originale riportato nei dati pubblicati (E_{pub}). Le relazioni illustrate possono essere applicate sia ai triodi che alle valvole multi-griglia, in tutte le classi di funzionamento.

Per usare questo abaco, è sufficiente tracciare una linea diritta attraverso la pagina, in modo che essa intersechi le scale contrassegnate E_{des} ed E_{pub} in corrispondenza dei valori opportuni. I fattori di conversione necessari possono essere quindi letti direttamente, oppure valutati, nei punti in cui la linea tracciata interseca le scale contrassegnate F_1, F_p, F_r o F_{gm}.

Ad esempio, supponiamo di dover far funzionare due valvole del tipo 6L6GB, in Classe « A1 », ed in collegamento in opposizione di fase, con polarizzazione fissa, e con una tensione di placca pari a 200 volt. Le condizioni di funzionamento basate sui dati pubblicati, e più prossime a quelle che si desidera ottenere, sono quelle riferite ad una tensione di placca di 250 volt. Le nuove condizioni di fun-

CHEMTRONICS
CHEMTRONICS
NEW! ACRYLIC
KLEER SPRAY
One application leaves
protective coating ...
voltage insulating
RECOMMENDED
• ELECTRONIC EQUI
• ELECTRICAL
• AUTO IGNITION
CLEAR ACRYLIC
No 890

zionamento relative alla tensione di placca di 200 volt possono quindi essere determinate come segue:

Il fattore di conversione della tensione, F_e, è dato da 200 : 250 = 0,8. Le linee tratteggiate sull'abaco di « fig. 40 » indicano che per un rapporto di tensione pari a 0,8, F_1 è pari approssimativamente a 0,72, F_p è pari all'incirca a 0,57, F_r a 1,12, ed F_{gm} a 0,892.

Questi fattori possono essere applicati direttamente ai valori di funzionamento citati nei dati forniti dal fabbricante, oppure ai valori calcolati con i metodi precedentemente descritti.

Dal momento che questo metodo di calcolo dei rapporti di conversione delle caratteristiche di funzionamento è necessariamente approssimato, la precisione dell'abaco diminuisce progressivamente mano a mano che il valore del rapporto tra E_{des} ed E_{pub} si allontana dall'unità. In genere, i risultati ottenuti possono essere considerati sufficientemente esatti quando il valore del suddetto rapporto è compreso tra 0,7 ed 1,5. Oltre questi limiti, la precisione diminuisce rapidamente, ed i risultati ottenuti devono essere considerati molto approssimativi.

L'abaco non tiene conto degli effetti del potenziale di contatto o della emissione secondaria che si verifica nelle valvole. Dal momento che gli effetti del potenziale di contatto diventano apprezzabili in corrispondenza di valori molto bassi della tensione di polarizzazione in corrente continua della griglia N° 1, essi possono essere considerati trascurabili nelle valvole di potenza. Oltre a ciò, l'emissione secondaria può manifestarsi nei tetrodi convenzionali, solo se la tensione di placca scende fino ad assumere valori inferiori a quelli della tensione di griglia-schermo (griglia N°2). Di conseguenza, i fattori di conversione precisati nell'abaco possono essere applicati a questo tipo di valvola soltanto quando la tensione di placca è superiore a quella della griglia-schermo.

Dal momento infine che l'emissione secondaria può verificarsi anche in certe valvole a fascio elettronico in corrispondenza di intensità assai ridotte della corrente e della tensione di placca, i fattori di conversione forniti dall'abaco non possono essere applicati quando questi tipi di valvole funzionano nelle suddette condizioni.

Con questo argomento abbiamo completato l'esposizione della teoria di funzionamento in Classe « A ». Nel prossimo tema, esamineremo in dettaglio le altre Classi di funzionamento.

Alcuni uccelli sono allergici al radar? L'ipotesi, davvero sorprendente e difficilmente spiegabile con le conoscenze che sinora possediamo sulla natura e sugli effetti del radar, sembra profilarsi in seguito a taluni esperimenti compiuti dal Centro Sperimentale di Scienze Naturali del Manitoba e, recentemente, dal Centro Studi Ornitologici di Flint (sempre in Canada).
Le ricerche sullo strano fenomeno furono suggerite dalle osservazioni compiute nel laboratorio dell'Università John Hopkins, durante l'ultima guerra, quando, nel corso di un esperimento radar, ci si accorse che un fascio di radiazioni, intercettando uno stormo di anatre, provocò uno sbandamento dello stormo e la dispersione di tutti i volatili. Il fatto non poteva non suscitare sorpresa. Il principio del funzionamento del radar, infatti, si basa sulla irradiazione, verso un determinato oggetto ricercato, di radioonde modulate ad impulsi e sulla conseguente ricezione delle onde stesse riflesse dall'oggetto-bersaglio. Si presumeva che un essere vivente dovesse essere « indifferente » alla captazione da parte del radar, finchè le anatre non diedero segno di una reazione che rivelava una certa indefinita « allergia ».
Il Centro Studi Ornitologici di Flint ha fatto seguire da aerei ed elicotteri, dotati di potenti apparecchi radar, gli spostamenti e le migrazioni di starne artiche, pivieri, averle, ed altre specie minori. Il professor Yeagley è pervenuto alle seguenti conclusioni: « È come se sbattessero contro una barriera, ma vi è qualcosa di sconvolgente anche nei loro riflessi, nella loro sensibilità. Se il radar li inquadrasse per 24 ore consecutive, finirebbero per crollare al suolo senza vita ».

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. Dott. **CILFONE I.** - Trento

Gruppo ad alta frequenza

Il gruppo ad alta frequenza del quale ci ha inviato in visione le fotografie non è stato costruito dalla G.B.C. di conseguenza non mi è possibile fornirle i dati costruttivi da lei richiesti. D'altra parte non mi sembra consigliabile progettare un ricevitore in funzione di un gruppo del quale si ignorano le caratteristiche e il cui valore, nei confronti degli altri componenti è trascurabile.
Per la ricezione delle gamme dei dilettanti le consigliamo la costruzione del ricevitore G4/214 *oppure del modello* G4/218, *i cui gruppi sintonizzatori e gli altri componenti sono messi in vendita anche separatamente dalla casa costruttrice.*
La migliore soluzione forse sarebbe quella di comprare uno dei tanti ricevitori del surplus che ancor oggi circolano in Italia molti dei quali hanno ottime caratteristiche tecniche oltre che un prezzo notevolmente basso.

Sig. **BORIN L.** - Vicenza

Oscillografo EICO mod. 425

Nella sua lettera afferma di aver costruito un oscillografo uguale al modello EICO 425 facendosi fornire il tubo RC dalla nostra sede di Vicenza la qualcosa, se non erriamo significa, che non ha fatto uso del materiale originale. Ciò naturalmente ci impedisce di fare una diagnosi esatta delle anomalie riscontrate, è evidente però che è stato commesso qualche errore di montaggio oppure che qualche componente non ha le caratteristiche richieste. Ciò infatti è confermato dalla notevole differenza di tensione che ha riscontrato sul catodo del tubo a raggi catodici.
Le consigliamo di seguire scrupolosamente le istruzioni pubblicate nel n. 7-8/1962 *della rivista controllando in primo luogo le tensioni di uscita del trasformatore di alimentazione senza carico e sotto carico. Se essi corrispondono ± il 5% ai dati pubblicati nella tabella annessa alla descrizione è perfettamente inutile provvedere alla sua sostituzione. Controlli invece le tensioni ai piedini delle valvole che dovranno corrispondere a quelle indicate nelle altre tabelle. Se ciò, come è possibile, non si verifica, non dovrebbe essere difficile risalire all'origine dell'anomalia mediante un accurato controllo del circuito e dei vari componenti.*

Sig. **FIORENTINO S.** - Palermo

Televisore PHONOLA 2123

Come abbiamo già comunicato altre volte non possiamo fornire schemi e note di servizio relativi agli apparecchi radio e televisori del commercio. Possiamo invece fornire le indicazioni che consentano di rintracciarli qualora non siano forniti dalla casa costruttrice.
Lo schema elettrico relativo all'apparecchio in suo possesso è stato pubblicato nel volume IX *dello* SCHEMARIO 1960, *edito dalla casa editrice IL ROSTRO. Le note di servizio relative a tale televisore, e che non comprendono lo schema, sono invece pubblicate nel SERVIZIO TECNICO TV del Soati* (L. 3.800) *che può richiedere alla nostra amministrazione.*
Le consiglio però di rinnovare la richiesta dello schema alla PHONOLA presso gli stabilimenti di SARONNO (Varese).

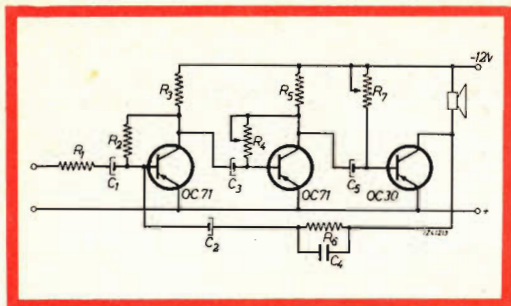



Fig. 1 - Schema elettrico di un amplificatore senza trasformatori da 2,5 W.

Sig. **BARONI M.** - Pistoia

Complesso giradischi portatile

In merito a quanto ci scrive riteniamo che le converrebbe costruire una fonovaligia a transistori del tipo G.B.C. modello SM/3001, *che viene fornita sotto forma di scatola di montaggio, la quale oltre a consentire riproduzioni di notevole potenza, con un'ottima linearità di risposta può essere alimentata tanto in corrente continua che in corrente alternata. La descrizione è stata pubblicata nel* n. 1/1964 *di SELEZIONE RADIO TV. In figura* 1 *riportiamo altresì lo schema di un amplificatore di BF, senza trasformatori, con una potenza di uscita di* 2,5 *W la cui parte finale* (OC30) *può essere accoppiata al circuito da lei sottopostoci.*

L'amplificatore è stabilizzato fino ad una temperatura di 90° C *secondo il principio della stabilizzazione con tensione di batteria dimezzata attuato per mezzo delle resistenze* R4 *e* R7. *L'assenza del trasformatore e la reazione negativa assicurano una bassa percentuale di distorsione. La corrente è dell'ordine di* 980 mA *con alimentazione a* 12 V.

Valore dei componenti: R1 = 10 kΩ; R2 = = 56 kΩ; R3 = 1 kΩ; R4 = 2 kΩ; R5 = = 120 Ω; R6 = 220 kΩ; R7 = 1 kΩ; C1 = 10 μF; C2 = 5 μF; C3 = 25 μF; C4 = 33 pF; C5 = 80 μF.

Altri schemi di amplificatori finali adatti allo schema che ci ha inviato in visione sono stati pubblicati a pagina 1453 *del n.* 10/1964. *Per tensione di alimentazione universale le consigliamo il complesso giradischi PHILIPS* AG2056 *e per alimentazione in corrente continua il PHILIPS* AG2026/90.

Sig. Dott. **FARINA S.** - Ferrara

Registratori professionali

Tenuto conto che lei è già in possesso di due ottimi registratori quali il ROBUK della G.B.C. e l'EL 3549 *della PHILIPS, le sue particolari esigenze possono essere soddisfatte unicamente ricorrendo all'uso di registratori professionali: i soli che rispondono totalmente ai molti requisiti da lei enunciati.*

Fra questi non posso che consigliarle i tipi AMPEX, serie 1200 *a due o quattro piste monoaurale-stereo. Essi consentono le seguenti operazioni:* 1) *riproduzione di nastri stereo a* 4 *piste;* 2) *riproduzione di nastri monoaurali;* 3) *registrazione monoaurale con microfono;* 4) *registrazione stereo con microfoni;* 5)*registrazione monoaurale da radio e fono;* 6) *registrazione stereo da radio e fono;* 7) *registrazione in sovraimpressione con microfono;* 8) *riproduzione simultanea di* 2 *piste (adatta per corsi di lingue);* 9) *registrazione su* 2 *piste combinate da microfono, radio e fono;* 10) *riproduzione di* 2 *tracce combinate;* 11) *effetti d'eco;* 12) *possibilità di miscelazione da diverse fonti sonore (microfono, radio e fono).*

Risposta in frequenza 19 cm/sec 30-20.000 Hz – 4dB, 9,5 cm/sec 50-11.000 Hz – 4dB. *Segnale disturbo superiore a* 55 dB a 19 cm/sec. *Diafonia* – 50 dB. *Distorsione armonica minore del* 2% *globale. Effetto vibratorio e aritmico inferiore a* ± 0,2% *a* 19 cm/sec. *Massima durata di registrazione* 8 *ore e* 32 *minuti.* 4 *preamplificatori.*

Il prezzo del modello 1263 *si aggira fra le* 500.000/600.000 *lire a seconda che sia richiesto con valigia o senza. Quello del modello* 1273 *è di L.* 670.000 *circa.*

La conferma dei prezzi può richiederla alla società LARIR Viale Premuda 38, *Milano che rappresenta la AMPEX.*

Sig. Geom. **BEZZONE L.** - Vercelli

Convertitore di potenza a transistori

Alcuni CONVERTITORI DI POTENZA a transistori aventi le caratteristiche da lei richieste sono stati descritti nel n. 11/1963 *e*

2/1964 di SELEZIONE TECNICA RADIO-TV.
Esemplari degli stessi già montati potrà richiederli al sig. UGO GUERRA Viale Misurata 9, *MILANO.*
In considerazione della potenza richiesta, che è piuttosto elevata, se l'auto dispone di una batteria di accumulatori da 38 Ah *in ottimo stato, per mantenersi nei limiti di sicurezza potrà alimentare, a motore fermo, il televisore per un'ora o poco più. È consigliabile però provvedere al silenziamento del motore contro i disturbi, la qualcosa le eviterà qualsiasi preoccupazione nel caso l'uso del televisore debba prolungarsi oltre il tempo previsto.*
Il prezzo delle coppie di radiotelefoni RT/11T *è stato pubblicato nel* n. 11 *della rivista. Sconto d'uso.*

Sig. **MORONI A.** - Rescaldina

Amplificatore SM/5007

Evidentemente se la riproduzione delle registrazioni HI FI sono ottime ciò significa che il complesso funge regolarmente.
*La riproduzione dei dischi, se gli stessi sono di ottima qualità, dovrebbe essere altrettanto buona. Essa può essere alquanto migliorata ricorrendo ad un equalizzatore simile a quello applicato all'amplificatore SM/*5001 *descritto nel n.* 4/1964.
Circa le vibrazioni relative alle note alte si accerti che tutti i componenti fissabili siano bene avvitati al fondo sullo chassis e che i pacchi lamellari e le custodie del trasformatore di alimentazione e dei trasformatori di uscita siano ben serrati.
Eventualmente faccia uso del BLOCTRASF (G.B.C. - L/809) *un'ottima vernice studiata appositamente per evitare le vibrazioni dei trasformatori.*
Il fruscio dei dischi è dovuto alla polvere ed alla elettricità statica. Esso si elimina pulendoli accuratamente con un pulisci disco (G.B.C. R/1289 *o* R/1290) *e con il PULIDISCO (G.B.C.* - L/808) *un liquido indicato per eliminare la polvere e l'elettricità statica sui dischi in vinilite.*
Ottimo sintonizzatore per AM/FM è il modello «EICO» HFT 92 *il quale, congiuntamente all'adattatore* MX 99 *consente anche la ricezione stereo, le cui caratteristiche sono già state pubblicate anche in questa rubrica e che è fornito dalla G.B.C. sia montato che sotto forma di scatola di montaggio. Un altro sintonizzatore adatto oltre che per la FM e le onde medie, anche per le onde lunghe, come richiesto, è il tipo G.B.C* - Z/254. *Esso è costituito da* 6 *valvole, compreso l'indicatore di sintonia ed il raddrizzatore.*

Sig. **MIELE U.** - Napoli

Stabilizzazione della temperatura in un bagno

La lampada al neon relativa al contasecondi elettronico potrà trovarla presso la sede della G.B.C. di Napoli, scegliendola fra le diverse riportate sul catalogo generale. Presso la stessa dovrà trovare anche il relativo relé. Il commutatore al quale fa riferimento è di tipo normale, d'altra parte non è indispensabile.
In figura 1 *riportiamo lo schema di un apparecchio che consente la stabilizzazione della temperatura in un bagno chimico immergendo nello stesso una resistenza del tipo* NTC *unitamente ad una resistenza riscaldante da* 12 Ω *e il transistore finale di potenza* OC36. *In tal modo anche la potenza dissipata nell'*OC36 *è usata per riscaldare il bagno stesso aumentando il rendimento dell'apparecchio.*
I valori delle resistenze R3 *e* R4 *e della* NTC

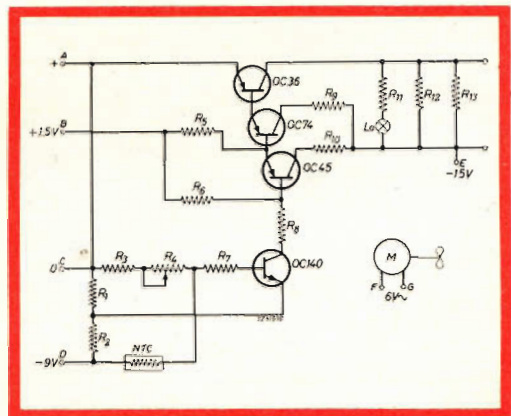



Fig. 1 - Schema elettrico di uno stabilizzatore di temperatura.

per le diverse temperature che si desiderano fare assumere al bagno sono i seguenti:

T - °C	R3	R4 (variab.)	NTC
25 °C	2,7 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
35 °C	47 »	50 »	100 »
45 °C	33 »	50 »	100 »
55 °C	33 »	50 »	100 »
65 °C	33 »	35 »	100 »
75 °C	4,7 »	20 »	100 »

Per la stabilizzazione a 25 °C è possibile fare uso delle alette di raffreddamento. Alle alte temperature il transistore deve essere raffreddato. È possibile unire al complesso un motorino munito d'elica allo scopo di agitare il bagno.
Valore dei componenti: R1 = 220 Ω; R2 = = 220 Ω; R5 = 10 kΩ; R6 = 68 kΩ; R7 = 3,3 kΩ; R8 = 4,7 kΩ; R9 = 220 Ω; R10 = 8,2 kΩ; R11 = 120 Ω; R12 = 12 Ω, 5,5 W; R13 = 12 Ω, 5,5 W.

Sig. **ORSENIGO D.** - Milano

Amplificatore a transistori

Siamo lieti che abbia realizzato l'amplificatore a transistori da 4 W *descritto nella rubrica* I LETTORI CI SCRIVONO (*pag.* 1453 *del* n. 10/1964) *ottenendo dei risultati insperabili.*
Un esemplare da noi costruito è stato alimentato con tensione a 12 V *senza notare inconvenienti, è però consigliabile inserire fra la* R8 *e l'impedenza, una resistenza da* 220 Ω *e portare il valore della* R9 *a* 20 Ω. *Eventualmente potrà aumentare leggermente anche il valore della resistenza* R5.

Sig. **BOSSA D.** - Napoli

Amplificatore a transistori

I dati relativi all'amplificatore al quale si riferisce sono stati riportati nell'articolo stesso. L'impedenza deve avere un valore di circa 1 H *ma il suo valore non è critico. Eventualmente può usare il primario di un trasformatore per transistori avente impedenza similare.*
I trasformatori intertransistoriali e di uscita può richiederli direttamente alla sede centrale della G.B.C. che provvederà a spedirglieli.

Sig. **VILLA G.** - Roma

Radiotelefono su onde medie

Il radiotelefono descritto nel n. 7-8/1962 *è stato studiato per coprire la distanza di alcune diecine di metri. Detta distanza, a suo rischio e pericolo* dato che le emissioni su dette frequenze sono assolutamente vietate, *può essere aumentata sviluppando le dimensioni dell'antenna. Per tali ragioni non possiamo suggerirle altri provvedimenti atti ad aumentare la potenza.*
La variazione di frequenza su tutta la gamma è possibile ottenerla agendo sui nuclei dei due avvolgimenti e su CP1. *Tale operazione, per quanto concerne la sezione oscillatrice, può essere facilitata sostituendo i due condensatori fissi da* 50 pF *con due condensatori regolabili.*
Tenga presente che il punto di giunzione fra la resistenza da 6,8 kΩ *ed il condensatore da* 5.000 pF, *deve essere collegato al negativo della batteria.*

Sig. **DELL'ACQUA E.** - Venezia

Licenza radioriparazioni

Come pubblicato sul n. 6/1963 *per la riparazione e la vendita degli apparecchi radio, televisivi e similari è venuto meno l'obbligo di munirsi della licenza Ministeriale essendo sufficiente la licenza rilasciata dal Comune di residenza.*
Circa la vendita dei radiotelefoni veda la nota pubblicata nel n. 8/1964.

Essendo tale argomento regolato dall'articolo 251 *del codice P.T. le consigliamo di richiedere la relativa autorizzazione all'ISPETTORATO GENERALE SUPERIORE DELLE TELECOMUNICAZIONI - Sezione radio a Roma.*

Sig. **P. I. VACCARI F.** - Siena

Schema di apparecchio a transistori

Come abbiamo già precisato nella rubrica « I lettori ci scrivono » *ci troviamo nell'impossibilità di fornire gli schemi relativi ad apparecchi radio, televisivi o di altro genere, del commercio.*
Le consigliamo di rivolgere la sua richiesta alla società SIDERNORD, Via Omboni 5, MILANO, che è l'esclusivista della SANYO ELECTRIC CO, che certamente evaderà la sua richiesta.

Sig. **Rev. GATTO C.** - Messina

Radiotelefono portata 50 km

Su SELEZIONE RADIO-TV abbiamo pubblicato molti schemi di radiotelefoni la cui portata però non era dell'ordine di quella richiesta. Per assicurare collegamenti con una certa regolarità alla distanza di circa 50 *chilometri è indispensabile ricorrere a delle apparecchiature di tipo semi-professionale. A questo scopo si prestano in modo particolare i RICETRASMETTITORI* « Deluxe » *della EICO che sono forniti dalla G.B.C anche sotto forma di scatola di montaggio. Essi consentono di effettuare collegamenti tra una stazione fissa e mezzi mobili, ed ancora meglio fra due stazioni fisse, fino a distanze dell'ordine dei* 65 *chilometri. La potenza dello stadio finale è di* 5 W, *il campo di frequenze fra* 26,9 *e* 27,2 MHz. *Quattro cristalli permettono di avere sempre a disposizione quattro canali fissi. Il ricevitore, incorporato nello stesso contenitore del trasmettitore, è del tipo supereterodina con media frequenza a* 1750 kHz *e soppressore automatico di disturbi. Sensibilità di oltre* 1 μV *per rapporto segnale/disturbo di* 10 dB. *Potenza di uscita circa* 2 W.

Di questo radiotelefono ne esistono tre tipi distinti:

Modello 770, *per alimentazione a* 117 V *in corrente alternata;*

Modello 771, *come il tipo precedente con alimentazione a* 117 V *oppure a* 6 V *corrente continua* 9 A.

Modello 772, *come il modello* 770 *con alimentazione a* 117 V *oppure a* 12 V *corrente continua,* 4 A.

Naturalmente per l'uso di tali rice-trasmettitori è necessario essere in possesso della Licenza rilasciata dal Ministero delle PP.TT. A richiesta la G.B.C. provvederà ad inviarle un opuscolo descrittivo e le condizioni di vendita.

Sig. **MIAI C.** - Padova

Amplificatore a transistori

L'impedenza alla quale fa riferimento, e relativa all'amplificatore da 4 W *descritto a suo tempo sulla rivista, deve avere un valore approssimativo di circa* 1 H.
Non riuscendo a rintracciarla in commercio può essere sostituita dal primario di un trasformatore per transistori avente approssimativamente lo stesso valore.

Sig. **TABONI M.** - Brescia

Rilievo delle rugosità superficiali

Molto probabilmente l'apparecchio per il rilievo della rugosità che lei vorrebbe realizzare facendo uso di una testina magnetica potrebbe consentire di ottenere dei buoni risultati. Ciò naturalmente comporta una serie di studi e di esperimenti che noi non possiamo effettuare tanto più che si tratta di un argomento che interessa esclusivamente l'elettronica industriale.
L'argomento è stato trattato nel n. 4/1957 *della TECHNICAL REVIEW (della Bruel & Kjoer) distribuita in omaggio dalla AESSE Corso Lodi 47, Milano.*
A tale proposito le consigliamo la lettura dei seguenti volumi dove potrà trovare qualcosa che interessa la sua attività:

Piero Nucci - *L'ELETTRONICA INDUSTRIALE ed. il Rostro* L. 5.000.
Kretzmann - *MANUEL DE L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELL ed. francese PHILIPS* L. 4.200.
Idem - *MONTAGES ELECTRONIQUES INDUSTRIELS edizione francese PHILIPS* L. 3.800.

Sig. **SANTINI P.** - Trieste

Disturbi alla TV - Carica batterie

a) *I disturbi che possono alterare la ricezione televisiva, compresi quelli provocati dalle lampade fluorescenti sono stati trattati nel* n. 3/1963 *di SELEZIONE RADIO-TV.*

b) *Come carica batterie le consigliamo la costruzione del* modello 1050 *della EICO, che viene fornito sotto forma di scatola di montaggio dalla G.B.C. con tensioni di uscita da* 0 *a* 8 V *e da* 0 *a* 16 V, *completo di voltmetro e di amperometro con corrente ammissibile fino a* 20 A.

La G.B.C. fornisce, sempre sotto forma di scatole di montaggio o montati, pure i modelli EICO n. 1060 *da usarsi sia per l'alimentazione provvisoria di apparecchi a transistori o come carica batterie di accumulatori fino a* 10 A, *ed il carica batterie* 6/12 V modello 1064 *che fornisce una corrente perfettamente livellata in modo che può essere usato anche come alimentatore. La corrente massima ammissibile è di* 20 A.

Sig. **SEGUINI** - Udine

Interruttore elettronico

L'interruttore elettronico descritto nel n. 12/1963 *della rivista è stato applicato in sede industriale a degli ingranditori fotografici con ottimi risultati.*
Le consigliamo di richiedere alla PHILIPS, Piazza IV Novembre 3, MILANO il catalogo e l'opuscolo sulla applicazione delle fotoresistenze e le fotocellule nel quale troverà il tipo più adatto alle sue esigenze da applicare alla apparecchiatura in questione.

Sig. **M. VANNUCCI D.** - Vicenza

Amplificatore

Non abbiamo compreso troppo bene quanto si propone di realizzare. Se desidera trasformare il registratore in suo possesso in un semplice amplificatore non le resta che di escludere il complesso testine di cancellazione e di registrazione, ed i relativi commutatori, ottenendo un complesso amplificatore avente una potenza di uscita dell'ordine da lei richiesto. In caso contrario le consigliamo di realizzare lo schema dell'amplificatore SM/5003 *che è stato pubblicato nel* n. 10/1963 *di SELEZIONE RADIO TV a pagina* 1138.
Qualora la sua richiesta sia stata male interpretata da noi la preghiamo di voler ripetere il quesito.

Sig. **CAPPUZZO N.** - Firenze

Radiofonografo a transistori giapponese

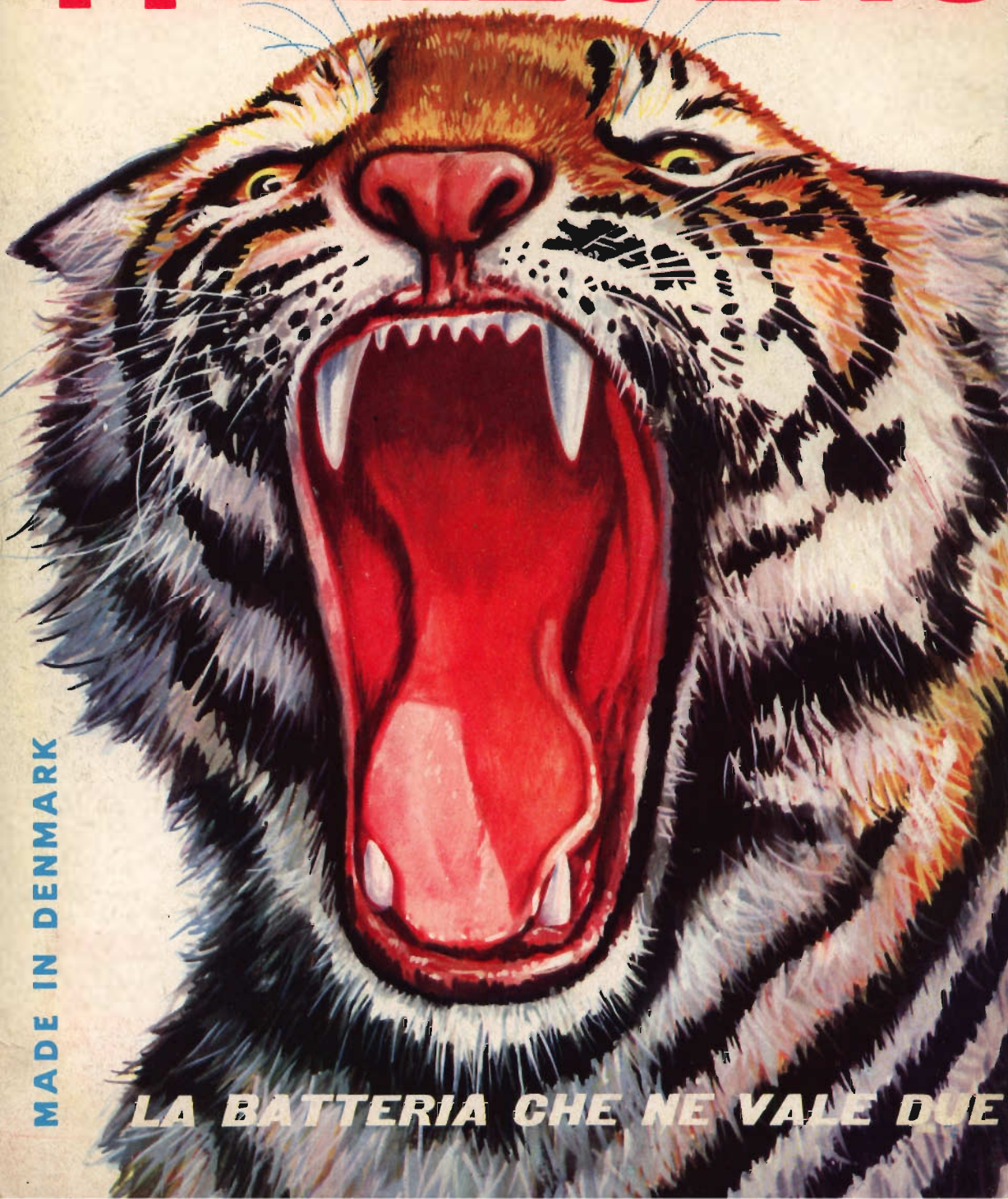
Le prese che si trovano nel pannello laterale del radiofonografo in suo possesso indicano rispettivamente:
EARPHONE = *presa per cuffia.*
EXT. SP = *altoparlante esterno.*
AC. ADAPT = *adattatore per corrente alternata.*
Le altre diciture sono facilmente comprensibili.
Non sono in possesso dello schema relativo a tale apparecchio ad ogni modo penso che per la stereofonia potrà usare un altoparlante del tipo simile a quello usato internamente.

Sig. Prof. **DE PALMA E.** - Salerno

Amplificatore microfonico FACE

Mentre la ringraziamo per le gentili espressioni a favore della rivista, siamo spiacenti di comunicarle che non conosciamo l'amplificatore al quale fa riferimento.
Qualora le sia possibile inviarci in visione il relativo schema non mancheremo di studiare il problema in modo da dare una esauriente risposta al suo quesito.

AR/10 KENT

RADIORICEVITORE portatile a transistor per OM. 6 transistor + 2 diodi. Telaio a circuito stampato. Altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. Antenna in ferroxcube incorporata. Scala di sintonia demoltiplicata. Mobile custodia in pelle con frontale in plastica. Alimentazione con 6 pile a torcia da 1,5 V (I/726). Peso 700 grammi. Dimensioni 178 x 110 x 50.

BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT
HELLESENS
MADE IN DENMARK
LA BATTERIA CHE NE VALE DUE